

**Untersuchungen zur Leistungssteigerung von
Funkidentifikationssystemen**

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
Abteilung Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Duisburg-Essen

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaft

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Philip Schmidt
aus
Hagen

Gutachter: Prof. Dr. rer. nat. Anton Grabmaier
Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Thomas Kaiser
Tag der mündlichen Prüfung: 18.05.2017

Vorwort

Die vorliegende Arbeit ist im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer-Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme IMS entstanden.

Bedanken möchte ich mich bei meinem Doktorvater Herrn Prof. Dr. rer. net. Anton Grabmaier, Institutsleiter des Fraunhofer IMS und Leiter des Fachgebietes für Elektronische Bauelemente und Schaltungen der Universität Duisburg-Essen, für die Betreuung meiner Dissertation, sowie die wertvollen Impulse und Anregungen.

Mein Dank gilt ebenfalls Prof. Dr.-Ing. Thomas Kaiser, Leiter des Fachgebietes für Digitale Signalverarbeitung der Universität Duisburg-Essen, für die Unterstützung bei der Entstehung dieser Arbeit und der Übernahme des Koreferats.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. Gerd Bacher danke ich für das entgegengebrachte Interesse an meiner Arbeit und die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Des Weiteren möchte ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Stefan van Waasen und Herrn Prof. Dr.-Ing. Steven X. Ding für die Tätigkeit als Mitglied der Promotionskommission danken.

Ferner möchte ich mich bei meinen Kolleginnen und Kollegen am Fraunhofer IMS sowie bei meiner Familie und meiner Freundin für die jahrelange Unterstützung bedanken.

Juli 2017

Philip Schmidt

Zusammenfassung

Funkidentifikationsverfahren, im Allgemeinen als „Radio Frequency Identification“ (RFID)-Systeme bekannt, werden mittlerweile standardmäßig beispielsweise in Zutrittskontrollsystemen, bei der Rückverfolgung von Warenchargen in der Lebensmittelindustrie oder in Sensorsystemen im industriellen Produktionsumfeld eingesetzt. Die durch ein solches System zu identifizierenden Objekte werden mit aktiven oder passiven Transpondern ausgestattet, welche eine sehr hohe Energieeffizienz erfordern. Bei RFID-Systemen mit aktiven, d.h. batteriegestützt betriebenen Transpondern, soll die Batterielebenszeit des Transponders demnach möglichst hoch sein. Passive Transponder hingegen verfügen über ein stark begrenztes Energieangebot, da deren Energieversorgung über die Luft von der Basisstation zum Transponder erfolgt. Als Energiereichweite wird die korrespondierende, maximale Distanz beschrieben, über die ein passiver Transponder mit ausreichend Energie versorgt werden kann. Von dieser wiederum hängt die Lesereichweite ab, sie misst die Distanz, über die der Transponder Daten übertragen kann. Die Leistungsfähigkeit von RFID-Systemen wird folglich sowohl durch die Energiereichweite als auch durch die Lesereichweite charakterisiert.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde untersucht, wie die Leistungsfähigkeit von RFID-Systemen optimiert werden kann. In dem Zusammenhang wurde ein neuartiges RFID-Kommunikationsverfahren entwickelt und untersucht. Bei diesem neuartigen Verfahren liegt das vom Transponder zur Basisstation übertragene Signal in dem Frequenzband, das durch die Signalübertragung von der Basisstation zum Transponder belegt wird. Dies muss in konventionellen RFID-Systemen jedoch zwingend vermieden werden, da eine Datenübertragung vom Transponder zur Basisstation ansonsten nicht möglich wäre. Dieses Problem adressierend, ist die Datenübertragung zwischen Transponder und Basisstation in dem RFID-Kommunikationsverfahren, deren Entwicklung und Untersuchung Gegenstand dieser Arbeit ist, zeitgleich in beide Richtungen möglich.

Abstract

Radio frequency identification (RFID) systems are broadly applied for different purposes. Amongst others, they are embedded in access control systems, in retracing systems for groceries, or in industrial manufacturing systems. The objects to be identified are marked by either active or passive tags, both facing high requirements concerning their energy efficiency. While active, i.e. battery powered tags should ideally have maximally long-lived batteries, passive tags are wirelessly supplied with energy necessary for operation by the base station. However, their energy supply is rather limited. The maximum distance over which a passive tag is able to be powered by the base station is called energy distance. Furthermore, the maximum readout distance of tags is determined by the energy distance. Via a combination of energy distance and readout distance, the RFID system's performance is characterized.

The objective of this thesis is to improve the performance of RFID systems. In this context a novel RFID communication technique has been developed and investigated. Compared to the state-of-the-art technique, the main characteristic of my approach is a tag signal lying within the carrier signal's bandwidth. Though, in state-of-the-art systems this has to be avoided to ensure data transmission between base station and tag. However, by applying the proposed RFID communication technique, a full duplex communication between both elements can be realized.

Inhalt

Abbildungsverzeichnis	iii
Tabellenverzeichnis.....	ix
Abkürzungsverzeichnis.....	x
Formelzeichen	xiii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation.....	1
1.2 Ziel und Aufbau der vorliegenden Arbeit	2
2 Grundlagen und Stand der Technik.....	5
2.1 Funkidentifikationssysteme	5
2.1.1 Energieübertragung zum Transponder.....	6
2.1.2 Datenübertragung zum Transponder	12
2.1.3 Datenübertragung zur Basisstation.....	15
2.1.4 Trägerunterdrückung.....	20
2.2 Inband-Kommunikation.....	22
2.3 Software Defined Radio	23
2.4 Ansatz zur Inband-RFID-Kommunikation	26
3 Inband-RFID-Kommunikation	29
3.1 Energie- und Datenübertragung zum Transponder	29
3.2 Datenübertragung zur Basisstation mittels Backscatter	31
3.3 Inband-RFID-Empfänger.....	38
3.3.1 Matched-Filterung.....	41
3.3.2 Amplitudenregelung.....	44
3.3.3 Träger-Synchronisation.....	46
3.3.4 Takt-Synchronisation	50
3.4 Trägerunterdrückung.....	54
3.5 Backscatter-Demodulator.....	56
4 Untersuchungsmethoden	59
4.1 Untersuchungssystem.....	59
4.1.1 SDR-Plattform	59
4.1.2 Backscatter	62
4.1.3 Antennen.....	64
4.1.4 Pegelplan.....	66

4.2	Energieübertragung.....	69
4.3	Systemverhalten ohne Backscatter	72
4.4	Systemverhalten mit Backscatter	76
4.5	Trägerunterdrückung.....	76
5	Messtechnische Untersuchungsergebnisse.....	79
5.1	Energieübertragung.....	79
5.2	Systemverhalten ohne Backscatter	84
5.3	Systemverhalten mit Backscatter	87
5.4	Trägerunterdrückung.....	93
6	Diskussion.....	105
6.1	Fazit.....	105
6.1.1	Energieübertragung.....	107
6.1.2	Trägerunterdrückung.....	108
6.2	Ausblick	109
	Anhang.....	111
A	Effizienz von Gleichrichtern bei 5,8 GHz	111
B	Datenintegrität in RFID-Systemen	113
	Literaturverzeichnis.....	115
	Veröffentlichungen	127

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1: Unterscheidungsmerkmale von RFID-Systemen nach[VB07]	6
Abbildung 2.2: Blockschaltbild eines passiven (oben) und eines semi-passiven Transponder (unten).....	7
Abbildung 2.3: Vollduplex-, Halbduplex- und sequenzielle Energie- und Datenübertragung in RFID-Systemen.....	8
Abbildung 2.4: Ansatz der leistungsoptimierten Wellenform, am Beispiel eines Einzelton-Träger bei 5,8 GHz und eines Multiton-Träger bestehend aus einer 5,7 GHz- und 5,8 GHz-Welle [KSMB16]. ..	10
Abbildung 2.5: Quantitative Kennlinie einer Diode.....	11
Abbildung 2.6: Gleichrichtereffizienz für ein Einzelton-Trägersignal und ein OFDM-Trägersignal einer Trägerfrequenz von 433 MHz nach [CG14].....	11
Abbildung 2.7: ASK-Modulation mit Modulationsindex um Beispiel eines Trägersignals mit einer Frequenz von 125 kHz und einem Datensignals mit 5 kbit/s.....	13
Abbildung 2.8: ASK-Abwandlung mit der Pulsdauer TARI für die logische 0 und einer Pulsdauer von 1,5 TARI bis 2 TARI für die logische 1, wie in [I180006, EGG2] standardisiert.....	14
Abbildung 2.9: Frequenzspektrum eines RFID-Systems im Empfangspfad der Basisstation.....	15
Abbildung 2.10: Blockschaltbild einer monostatischen Basisstation	16
Abbildung 2.11: Blockschaltbild einer bistatischen Basisstation.....	16
Abbildung 2.12: Frequenzspektrum eines Standard-RFID-Systems mit verschobenem Transpondersignal (mittels Hilfsträger).....	19
Abbildung 2.13: Trägerunterdrückungsbereiche [MSKB16].....	21
Abbildung 2.14: Prinzipskizze eines RFID-Systems mit einem Standard Trägersignal	26

Abbildung 2.15: Prinzipskizze eines Inband-RFID-Systems mit einem zusätzlichen Signalanteil zur Trägerunterdrückung im Trägersignal, wobei der zusätzliche Signalanteil eine höhere Übertragungsrate aufweist, als die Daten zum Transponder....	27
Abbildung 2.16: Frequenzspektrum eines Standard-RFID-Systems und eines RFID-Systems mit einem zusätzlichen Signalanteil zur Trägerunterdrückung im Trägersignal.....	28
Abbildung 3.1: Freiraumdämpfung bei 5,8 GHz und 866 MHz.	30
Abbildung 3.2: Prinzip der Backscatter-Modulation.	32
Abbildung 3.3: Frequenzspektrum des Inband-RFID-Ansatzes am Empfängereingang der Basisstation.....	34
Abbildung 3.4: Frequenzspektrum am Empfängereingang der Basisstation in Standard-RFID- Systemen.	35
Abbildung 3.5: Frequenzspektrum am Empfängereingang der Basisstation in Standard-RFID- Systemen mit Hilfsträger.	35
Abbildung 3.6: Prinzip der Backscatter-Modulation mit Hilfsträger.....	36
Abbildung 3.7: Transponderdatensignal bei Verwendung eines Hilfsträgers. ...	37
Abbildung 3.8: Die Symbole der Miller-Kodierung in <i>a</i>) und die Symbole der FM0-Kodierung in <i>b</i>).	37
Abbildung 3.9: Miller-Kodierung am Beispiel eines Rohdatensignals von 0011 und eines Hilfsträgers von $M = 2$ [Fin15].	38
Abbildung 3.10: Blockschaltbild der Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke, wie sie der digitalen Trägerunterdrückung zugrunde liegt.	40
Abbildung 3.11: RC-Filter Übertragungsfunktion im Frequenzbereich für verschiedene Roll-Off-Faktoren r	42
Abbildung 3.12: RC-Filter Übertragungsfunktion im Zeitbereich für verschiedene Roll-Off-Faktoren r	43
Abbildung 3.13: RRC-Filter Übertragungsfunktion im Zeitbereich mit $r = 0.35$ ohne Überabtastung.....	43
Abbildung 3.14: RRC-Filter Übertragungsfunktion im Zeitbereich mit $r = 0.35$ mit vierfacher Überabtastung	44
Abbildung 3.15: AGC Eingangs-/Referenzsignal nach [Ly10].	45

Abbildung 3.16: Lineare AGC Regelung nach [Ly10].	45
Abbildung 3.17: Logarithmische AGC Regelung nach [Ly10].	46
Abbildung 3.18: Blockschaltbild eines Phasen-Frequenz-Detektors (PFD) nach [SM88]	47
Abbildung 3.19: Blockschaltbild Sari-Detektor nach [SM88]	47
Abbildung 3.20: Ausgangswerte des Sari-Detektors für ein zeitlich vorausseilendes Eingangssignal in <i>a</i>) und ein zeitlich nacheilendes Eingangssignal in <i>b</i>).	48
Abbildung 3.21: PFD Konstruktion für die Träger-Synchronisation	49
Abbildung 3.22: Erster Quadrant eines 64QAM-modulierten Signals im IQ-Diagramm nach [SM88].	50
Abbildung 3.23: „Early-Late“-Detektor Abtastzeitpunkte, für ein ideale Abtastung in <i>a</i>), eine zeitlich nacheilende Abtastung in <i>b</i>) und eine zeitlich voreilende Abtastung in <i>c</i>).	51
Abbildung 3.24: Gardner-Detektor Abtastzeitpunkte, für ein ideale Abtastung in <i>a</i>), eine zeitlich nacheilende Abtastung in <i>b</i>) und eine zeitlich voreilende Abtastung in <i>c</i>).	53
Abbildung 3.25: Blockschaltbild der Inband-RFID-Signalverarbeitung mit digitaler Trägerunterdrückung.	55
Abbildung 3.26: Blockschaltbild der Inband-RFID-Signalverarbeitung und eines Standard-Backscatter-Demodulators mittels Hüllkurven-Demodulator.	57
Abbildung 4.1; B200 SDR-Plattform von Ettus Research.	60
Abbildung 4.2: Blockschaltbild der Basisstation des Untersuchungssystems, bestehend aus der B200 SDR-Plattform und einem Computer mit dem Entwicklungstool GNURadio.	61
Abbildung 4.3: Blockschaltbild des Backscatters, mit dem HF-Schalter IC HMC536 und einem Arbiträr Signalgenerator als Pseudozufallsbitgenerator (PRBG).	63
Abbildung 4.4: Blockschaltbild eines SHF-RFID-Systems mit Komponenten des Pegelplans.	67

Abbildung 4.5: Pegeldiagramm des idealen SHF-RFID-Systems und des gemessenen Untersuchungssystems nach [KSMB16].	69
Abbildung 4.6: Messsystem zum Verifizieren der Modulatoren und Demulatoren anhand von Bitfehlermessungen.	70
Abbildung 4.7: Messaufbau zur Untersuchung der Energieübertragung unterschiedlich modulierter Trägersignale nach [KSMB16]. ...	71
Abbildung 4.8: Einstufige Gleichrichterschaltung.	72
Abbildung 4.9: Matlab-Simulink Basisband-Modell der Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke mit DQPSK-Modulation, die der digitalen Trägerunterdrückung zugrunde liegt.	74
Abbildung 5.1: Ausgangsspannung U_T eines Transpondergleichrichters mit PCC110-Diode nach Abbildung 4.8 für verschiedene ASK-modulierte Trägersignale.	80
Abbildung 5.2: Ausgangsspannung U_T eines Transpondergleichrichters mit PCC110-Diode nach Abbildung 4.8 für verschiedene PSK-modulierte Trägersignale.	80
Abbildung 5.3: Leistungsverstärkung G_P eines Transpondergleichrichters mit PCC110 Diode nach Abbildung 4.8 für ein CW-Trägersignal und verschiedene ASK-modulierte Trägersignale bei unterschiedlichen Eingangsleistungen P_{GR}	81
Abbildung 5.4: Leistungsverstärkung eines Transpondergleichrichters mit PCC110 Diode für ein CW-Trägersignal und verschiedene ASK/PSK-Kombinationen bei einem Übertragungsratenverhältnis von 1/10 zwischen ASK- und PSK-Signalanteil.	83
Abbildung 5.5: Leistungsverstärkung eines Transpondergleichrichters mit PCC110 Diode für ein CW-Trägersignal und verschiedene ASK/PSK-Kombinationen bei einem Übertragungsratenverhältnis von 1/100 zwischen ASK- und PSK-Signalanteil.	83
Abbildung 5.6: BER-Kurven für verschiedene Überabtastungsfaktoren im RRC-Filter $ovsRRC$ und bei einem Frequenzoffset Δf von bis zu 10 %, ermittelt mit einem Matlab-Simulink-Modell entsprechend Abbildung 4.9.....	84

Abbildung 5.7: BER-Kurven für verschiedene Modulationsindizes m_{BS} zwischen 10 % und 90 % sowie für Übertragungsratenverhältnisse zwischen ASK und PSK von 1/10 und 1/100, ermittelt mit einem GNURadio-Modell entsprechend Abbildung 4.9.....	85
Abbildung 5.8: DQPSK Bitfehlerrate, gemessen mit der B200 SDR-Plattform bei 50 Ω abgeschlossenem Tx- und Rx-Pfad für die verschiedenen Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE}	86
Abbildung 5.9: In einem Messaufbau mit parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen sowie mit und ohne externen LNA gemessene Bitfehlerrate und Spitzenwerte des Transpondersignal in dB.....	87
Abbildung 5.10: Exemplarisches Beispiel des Frequenzspektrums eines demodulierbaren Transpondersignals, empfangen mit der B200 SDR-Plattform und aufgezeichnet mit GNURadio in <i>a</i>). In <i>b</i>) ist der Fall, dass das Transpondersignal aufgrund des Rauschpegels nicht separiert und demoduliert werden kann, dargestellt.	89
Abbildung 5.11: Messergebnisse für ein CW-Trägersignal, mitparallel zueinander angeordneten Antennen an der Basisstation, über Distanzen von 0,14 m in <i>a</i>) und <i>b</i>), 0,30 m in <i>c</i>) und <i>d</i>) und 0,46 m in <i>e</i>) und <i>f</i>).	91
Abbildung 5.12: Messergebnisse für ein CW-Trägersignal, mit orthogonal zueinander angeordneten Antennen an der Basisstation, über Distanzen von 0,14 m in <i>a</i>) und <i>b</i>), 0,30 m in <i>c</i>) und <i>d</i>) und 0,46 m in <i>e</i>) und <i>f</i>).	92
Abbildung 5.13: Messergebnisse für unterschiedliche Längen der PRBS mit ein DQPSK-Trägersignal in <i>a</i>), <i>c</i>) und <i>e</i>), sowie für ein QPSK- Trägersignal in <i>b</i>), <i>d</i>) und <i>f</i>).	95
Abbildung 5.14: Messergebnisse für ein BPSK-moduliertes Trägersignal mit parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen in <i>a</i>), <i>c</i>) und <i>e</i>), und in <i>b</i>), <i>d</i>) und <i>f</i>) mit orthogonal zueinander angeordneten Basisstationsantennen.	96
Abbildung 5.15: Messergebnisse eines QPSK/ASK-modulierten Träger, mit $m_{BS} = 10$ % und parallel zueinander angeordneten	

Basisstationsantennen und in <i>a)</i> , <i>c)</i> und <i>e)</i> dem PSK-Anteil des Trägersignals als Referenzsignal für die PRBS-Synchronisation und in <i>b)</i> , <i>d)</i> und <i>f)</i> mit der ASK/PSK-Kombination als Referenzsignal.....	98
Abbildung 5.16: Messergebnisse mit parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen und dem PSK-Anteil des Trägersignals als Referenzsignal für die PRBS-Synchronisation in <i>a)</i> , <i>c)</i> und <i>e)</i> und in <i>b)</i> , <i>d)</i> und <i>f)</i> mit ASK/PSK-Kombination als Referenzsignal.....	99
Abbildung 5.17: IQ-Diagramm eines QPSK-Signals nach der Takt- und Trägersynchronisation bei einer ASK/PSK-Trägerkombination und einem Modulationsindex $mBS = 70\%$ in <i>a)</i> und $mBS = 50\%$ in <i>b)</i>	100
Abbildung 5.18: Messergebnisse für ein BPSK-moduliertes Trägersignal und orthogonal zueinander angeordneten Antennen mit externem LNA in <i>b)</i> , <i>d)</i> und <i>f)</i> und ohne externen LNA in <i>a)</i> , <i>c)</i> und <i>e)</i> ..	101
Abbildung 5.19: Messergebnisse für ein DQPSK-moduliertes Trägersignal und orthogonal zueinander angeordneten Antennen mit externem LNA in <i>b)</i> , <i>d)</i> und <i>f)</i> und ohne externen LNA in <i>a)</i> , <i>c)</i> und <i>e)</i> ..	103
Abbildung 6.1: Frequenzspektrum eines Standard-RFID-Systems und eines Inband-RFID-Systems.	106

Tabellenverzeichnis

Tabelle 2.1: Frequenzbereiche kommerziell verfügbarer RFID-Systeme [Fin15].	6
Tabelle 2.2: Trägerunterdrückungswerte verschiedener Ansätze [DSAJ10].....	22
Tabelle 2.3: ISO/OSI-Modell	24
Tabelle 4.1: Berechneter Amplituden- und Phasenhub des Backscatters mit HMC536 HF-Schalter IC, für die gemessenen Modulationsbedingten-Verluste.....	64
Tabelle 4.2: Isolation zwischen Tx- und Rx-Pfad mit unterschiedlich zueinander angeordneten Polarisationssebenen in einer parallelen Antennenanordnung.....	65
Tabelle 4.3: Komponentenwerte des Pegelplans eines idealen SHF-RFID- Systems nach [KSMB16] und des Untersuchungssystems.....	68
Tabelle 4.4: Wertebereich der Verstärkungsfaktoren der SDR-Plattform laut Hersteller Ettus Research für den Tx- und Rx-Pfad.....	75
Tabelle A.1: Effizienz von Gleichrichterdiode bei 5,8 GHz nach [VD14]	111

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
ADC	„Analog Digital Converter“
AGC	„Automatic Gain Control“
AM	Amplituden Modulation
ASK	„Amplitude Shift Keying“, Amplitudenumtastung
AWGN	„Additive White Gaussian Noise“, Überlagertes weißes Rauschen
BER	„Bit Error Rate“, Bitfehlerrate
BPSK	„Binary Phase-Shift Keying“, Zwei-Phasenumtastung
CW	„Continuous Wave“
DQPSK	„Differential Quadrature Phase-Shift Keying“, Differentielle Quadratur-Phasenumtastung
DSP	Digitaler Signal Prozessor
ELD	„Early-Late“-Detektor
FDX	„Full Duplex“, Vollduplex
FSK	„Frequency Shift Keying“, Frequenzumtastung
FSPL	„Free Space Path Loss“, Freiraumdämpfung
GD	Gardner-Detektor
GUI	„Graphical User Interface“, Grafische Benutzeroberfläche
HF	Hochfrequenz
IEC	„International Electrotechnical Commission“, Internationale Elektrotechnische Kommission
IEEE	„Institute of Electrical and Electronics Engineers“
IoT	„Internet of Things“, Internet der Dinge
ISO	„International Organisation for Standardization“, Internationale Organisation für Normung

Abkürzung	Bedeutung
LF	„Low Frequency“
LNA	„Low Noise Amplifier“, Rauscharmer Kleinsignalverstärker
LOS	„Line Of Sight“
MIMO	„Multiple Input Multiple Output“ in einem drahtlosen Übertragungssystem
MMD	Mueller-Muller-Detektor
NLOS	„Non Line Of Sight“
OFDM	„Orthogonal Frequency Division Multiplexing“
OOK	„On Off Keying“
OVS	„Oversampling“, Überabtastung
PA	„Power Amplifier“, Leistungsverstärker
PFD	Phasen-/Frequenzdetektor
PM	Phasen Modulation
POW	„Power Optimized Waveform“
PRBG	„Pseudo-Random-Bit-Generator“, Pseudozufallsbitgenerator
PRBS	„Pseudo-Random-Bit-Sequence“, Pseudozufallsbitfolge
PSK	„Phase Shift Keying“, Phasenumtastung
QAM	Quadratur-Amplituden-Modulation, „Quadrature Amplitude Modulation“
QPSK	„Quadrature Phase-Shift Keying“, Quadratur-Phasenumtastung
RC	„Raised Cosine“, Kosinus-Roll-Off
RCS	„Radar Cross Section“, Radarquerschnitt
RF	„Radio Frequency“, Funkfrequenz
RFID	„Radio Frequency Identifikation“, Funkidentifikationsverfahren
RRC	„Root Raised Cosine“, Wurzel-Kosinus-Roll-Off

Abkürzung	Bedeutung
SDR	„Software Defined Radio“
SHF	„Super High Frequency“
SIC	„Self Interference Cancellation“, Trägerunterdrückung
SISO	„Single Input Single Output“ in einem drahtlosen Übertragungssystem
SNR	„Signal-to-Noise-Ratio“, Signal-zu-Rausch-Verhältnis
TARI	„Type A Reference Interval“
UHF	„Ultra High Frequency“
USRP	„Universal Software Radio Peripheral“
WLAN	„Wireless Local Area Network“, Lokales Funknetzwerk

Formelzeichen

Lateinische Schriftzeichen

Symbol	Einheit	Bedeutung
a_M	dB	Backscatter-Modulationsverluste
a_f	dB	Freiraumdämpfung
B_M	Hz	Bandbreite des Sendersignals der Basisstation
b_T	bit/s	Transponder-Bitrate
c_0	m/s	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$d_{T_{I/Q}}(t)$	V	Inphasen- / Quadraturphasen- Anteil des Transponder Rohdatensignal
$d_T(t)$	V	Transponder Rohdatensignal
d	m	Distanz von der Sender- zur Empfangsantenne
$e_{ELR/I}(k)$		Abtastfehler des I-/Q-Pfads im „Early-Late“-Detektor
$e_{GR/I}(k)$		Abtastfehler des I-/Q-Pfads im Gardner-Detektor
$e_{ELD}(k)$		Gesamtfehler im „Early-Late“-Detektor
$e_{GD}(k)$		Gesamtfehler im Gardner-Detektor
\bar{E}_S	J	Mittlere Energie einer Symbolmenge
E_S	J	Energie eines Symbols
f	Hz	Frequenz
f_0	Hz	Trägermittelfrequenz

Symbol	Einheit	Bedeutung
Δf_0	Hz	Sari-Detektor Frequenzfehler
f_A	Hz	Abtastfrequenz
f_{HT}	Hz	Hilfsträgermittelfrequenz
f_T	Hz	Modulationsfrequenz des Transponders
$g_{BE}(t)$	V	Impulsantwort des Empfangsfilter
$g_{BS}(t)$	V	Impulsantwort des Sendefilter
$g(t)$	V	Impulsantwort der Matched-Filterung
G_{GE}	%	Verstärkungsfaktor des Empfangspfads der B200 SDR-Plattform
G_{GS}	%	Verstärkungsfaktor des Sendepfads der B200 SDR-Plattform
G_P	dB	Leistungsverstärkung der Gleichrichtereffizienz in Abhängigkeit der Modulation des Eingangssignals
G_{PA}	dB	Leistungsverstärker
G_{Rx}	dB	Empfänger Antennengewinn
G_{TA}	dB	Transponderantennengewinn
G_{Tx}	dB	Sender Antennengewinn
m_{BS}	%	Modulationsindex des von der Basisstation ausgesendeten Trägersignals
\underline{m}_T	%	Modulationsindex der Backscatter-Modulation am Transponder
$\underline{n}_0(t)$	V	Gaußverteiltes Rauschen
P_{Rx}	W	Empfänger Eingangsleistung

Symbol	Einheit	Bedeutung
P_T	W	Leistungsaufnahme eines Transponders
P_{Tx}	W	SDR-Transmitter Ausgangsleistung
$r_{TD}(k)$	V	Eingangssignal von Takt-Synchronisations-Detektoren
R_T	Ω	Ersatzwiderstand eines Transponders
$\hat{s}_{BE}(t)$	V	Spitzenwert des Empfangssignal an der Basisstation
$\underline{s}_{BE}(t)$	V	Empfangssignal an der Basisstation
$\underline{s}_{BS}(t)$	V	Sendesignal der Basisstation
$\underline{s}_{TE}(t),$	V	Empfangssignal am Transponder
$\underline{s}_{TS}(t)$	V	Sendesignal des Transponder
\underline{S}_{11}	dB	Eingangsreflexionsfaktor bei angepasstem Ausgang
$\underline{S}_{BE}(f)$	W	Frequenzspektrum des Empfangssignals an der Basisstation
$\underline{S}_{TG}(f)$	W	Frequenzspektrum des empfangenen Transpondersignals in GNURadio
$\underline{S}_{TS}(f)$	W	Frequenzspektrum des Transponder Sendesignals
t	s	Zeit
ΔT	s	Zeit zwischen den einzelnen Samples eines Takt-Synchronisations-Detektors
T_A	s	Periodenlänge der Abtastfrequenz f_A
T_{AD}	s	Periodenlänge des Abtastintervalls
T_{EL}	s	„Early-Late“-Detektor Sampleintervall

Symbol	Einheit	Bedeutung
T_S	s	Periodenlänge des Datensignals
U_T	V	Spannung in einem Transponder
\underline{Z}_A	Ω	Komplexer Antennenwiderstand
\underline{Z}_M	Ω	Komplexer Backscatter-Modulationswiderstand

Griechische Schriftzeichen

Symbol	Einheit	Bedeutung
$\delta(x)$		Dirac-Funktion
$\underline{\Gamma}$		Reflexionsfaktor
$\underline{\Gamma}_{A,B}$		Reflexionsfaktors des Backscatter-Modulationspunkt A/B
η_{GR}	%	Gleichrichtereffizienz
θ	°	Sari-Winkelschwelle
$\underline{\sigma}_{RCS}(t)$	m ²	Radarquerschnitt
$\Delta\underline{\sigma}_{RCS}(t)$	m ²	Differentiellen Radarquerschnitt
τ	s	Zeitkonstante
φ	°	Winkel
$\Delta\varphi$	°	Sari-Detektor Phasenfehler

1 Einleitung

1.1 Motivation

Aktuelle Forschungsbereiche, wie das Internet-der-Dinge („Internet-of-Things, IoT) oder Industrie 4.0, implizieren eine ansteigende Nachfrage nach energieeffizienten Funksystemen. Hier stellen automatische Funkidentifikationsverfahren („Radio Frequency Identification“, RFID) einen wichtigen Aspekt dar [Fin15]. Bei RFID-Systemen wird abhängig von der Art der Energieversorgung eines Transponders zwischen aktiven und passiven Transpondern unterschieden. Aktive Transponder werden über eine Batterie versorgt. Passive Transponder werden hingegen über den von der Basisstation ausgesendeten Träger mit Energie versorgt, der am Transponder empfangen und anschließend gleichgerichtet wird. Die Distanz, über die eine Basisstation einen Transponder mit ausreichender Energie versorgen kann, wird als Energiereichweite bezeichnet [Fin15]. Als Lesereichweite wird andererseits diejenige Distanz bezeichnet, über die eine Datenübertragung zwischen einem Transponder und einer Basisstation möglich ist [Fin15].

Die Hauptkriterien zur Charakterisierung der Leistungsfähigkeit passiver RFID-Systeme sind demzufolge die Energiereichweite sowie die Lesereichweite. Die Energiereichweite ist unter anderem vom Energieverbrauch des Transponders sowie von der am Transponder verfügbaren Energie abhängig. Die Lesereichweite ist hingegen beispielsweise von der Bitfehlerrate abhängig die bei der Datenübertragung vom Transponder zur Basisstation auftritt. Im

Zusammenhang mit der Leistungsfähigkeit von RFID-Systemen sind zudem Sicherheitsaspekte, wie die Integrität der übertragenen Daten, von Bedeutung.

In Anbetracht der stetig steigenden Anzahl und Verbreitung von Funk- und RFID-Systemen ist die Erschließung neuer Frequenzbereiche, auch mit Blick auf Koexistenz-Problematik, unumgänglich. In wissenschaftlichen Arbeiten, wie auch im Rahmen der vorliegenden Arbeit, wird im Bereich RFID gegenwärtig häufig der SHF-Frequenzbereich („Super High Frequency“) zwischen 3 GHz und 30 GHz untersucht [BMKG11, AMVD12, CGCR14]. Da reziprok zur steigenden Frequenz die Wellenlänge kleiner wird, sind im SHF-Frequenzbereich passive, analoge Bauteile mit geringeren Abmessungen realisierbar [KSMB16]. Beispielsweise sind Antennen mit einem höheren Gewinn als in niedrigeren Frequenzbereichen möglich und das bei gleichbleibenden oder geringeren Abmessungen [KSMG16]. In den lizenzfreien ISM-Bänder („Industrial, Scientific and Medical“) des SHF-Frequenzbereichs sind gegenüber den niedrigeren, etablierten ISM-Bändern größere Bandbreiten zulässig [KSMB16]. Aufgrund der größeren Bandbreite sind RFID-Systeme mit höheren Übertragungsraten und RFID-Lokalisierungssysteme mit genaueren räumlichen Auflösungen möglich.

1.2 Ziel und Aufbau der vorliegenden Arbeit

Mit der vorliegenden Arbeit wird das Ziel verfolgt, einen Beitrag zur Steigerung der Leistungsfähigkeit von RFID-Systemen im SHF-Frequenzbereich zu leisten. Der zur Leistungssteigerung neu entwickelte und untersuchte RFID-Ansatz beruht auf einem zusätzlichen Informationssignal im Trägersignal, welches von der Basisstation zum Transponder übertragen wird. Durch dieses zusätzliche Informationssignal wird die Bandbreite des Trägersignals gegenüber Standard-RFID-Systemen vergrößert. Aufgrund der größeren Bandbreite des Trägersignals liegt das vom Transponder zur Basisstation übertragene Transpondersignal im Frequenzband des Trägersignals. Eine Filterung des Transpondersignals aus dem Empfangssignal ist somit nicht möglich, sodass das Transpondersignal mit einer Standard-RFID-Basisstation nicht empfangen werden kann. Damit das Transpondersignal empfangen werden kann, muss das

Trägersignal zunächst unterdrückt werden. Die Trägerunterdrückung erfolgt mit Hilfe des zusätzlichen Informationssignals, welches folglich der Basisstation bekannt sein muss. Das zusätzliche Informationssignal kann gewissermaßen als eine Art Schlüssel betrachtet werden, der notwendig ist, um die vom Transponder zur Basisstation übertragenen Daten empfangen zu können. Der Einfluss des beschriebenen Ansatzes auf die prinzipielle Leistungsfähigkeit von RFID-Systemen wurde im Rahmen der Arbeit detailliert untersucht.

In der weiteren Ausarbeitung wird in Kapitel 2 der Stand der Technik beschrieben. Im Zusammenhang damit erfolgt eine genauere Beschreibung des Ansatzes in Abschnitt 2.4. Die theoretische Betrachtung des Ansatzes folgt in Kapitel 3, sowie die entsprechenden Untersuchungsmethoden in Kapitel 4. Das Kapitel 5 gibt anschließend die Ergebnisse der Untersuchungen wieder. Abschließend werden die Ergebnisse diskutiert und ein Ausblick auf weitere Untersuchungsaspekte in Kapitel 6 gegeben.

2 Grundlagen und Stand der Technik

In diesem Kapitel wird der Stand der Technik der in der vorliegenden Arbeit behandelten Elemente und Komponenten von RFID-Systemen dargestellt. In Abschnitt 2.1 werden die Eigenschaften von Funkidentifikationssystemen beschrieben. Zunächst wird dabei im Abschnitt 2.1 die Energie- und Datenübertragung zum Transponder und anschließend die Datenübertragung zur Basisstation sowie der damit verbundene Aspekt der Trägerunterdrückung betrachtet. In Abschnitt 2.2 wird der Stand der Technik hinsichtlich Inband-Kommunikation und in Abschnitt 2.3 zu „Software Defined Radio“-Systemen (SDR) beschrieben.

2.1 Funkidentifikationssysteme

Der Begriff RFID beschreibt eine Vielzahl von Funkidentifikationssystemen. In Tabelle 2.1 sind die Frequenzbereiche aufgeführt, innerhalb derer RFID-Systeme kommerziell verfügbar sind. Eine hohe Marktdurchdringung weisen Systeme im LF-, HF- und UHF-Frequenzbereich auf. SHF-Systeme werden bis dato lediglich bei Mautsystemen eingesetzt und sind nach wie vor Gegenstand von Forschung und Entwicklung.

Tabelle 2.1: Frequenzbereiche kommerziell verfügbarer RFID-Systeme [Fin15].

Bezeichnung	Betriebsfrequenz	Typische Frequenz von RFID-Systemen
„Low Frequency“ (LF)	30 kHz – 300 kHz	125 kHz
„High Frequency“ (HF)	3 MHz – 30 MHz	13,56 kHz
„Ultra High Frequency“ (UHF)	300 MHz – 3000 MHz	433 kHz, 868 MHz (in Europa) 915 MHz (in Amerika)
„Super High Frequency“ (SHF)	3 GHz – 30 GHz	5,8 GHz

2.1.1 Energieübertragung zum Transponder

Im Allgemeinen werden RFID-Systeme nicht nur bezüglich der genutzten Frequenzbereiche, sondern auch bezüglich der jeweiligen Betriebsart klassifiziert. So wird zwischen passiven, semi-passiven und aktiven Systemen unterschieden, siehe Abbildung 2.1.

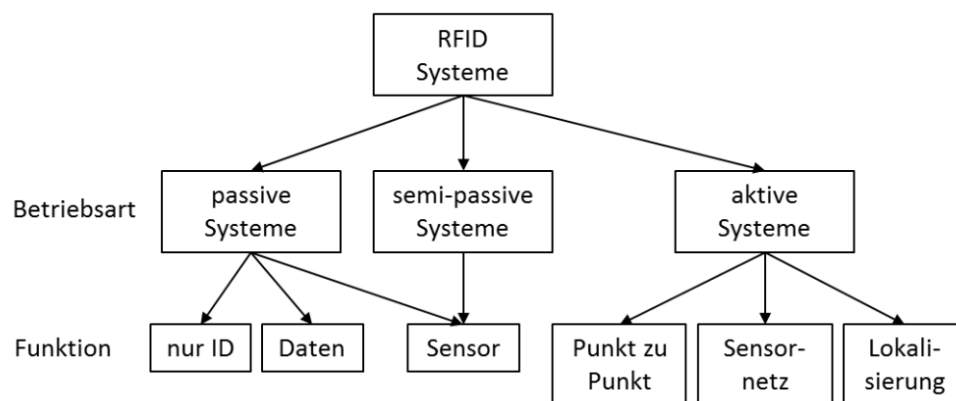


Abbildung 2.1: Unterscheidungsmerkmale von RFID-Systemen nach[VB07]

Die Betriebsart beschreibt die Art der Energiequelle des Transponders. Bei aktiven Systemen erfolgt die Energieversorgung mittels einer Batterie. In semi-passiven Systemen erfolgt die Energieversorgung mittels einer Batterie beim

Aufzeichnen von Sensor-Werten. Die für den Transponderbetrieb notwendige Energie wird bei semi-passiven und passiven RFID-Systemen aus dem abgestrahlten Feld der Basisstation gewonnen. Der Unterschied zwischen passivem und semi-passivem Transponder kann anhand von Abbildung 2.2 nachvollzogen werden.

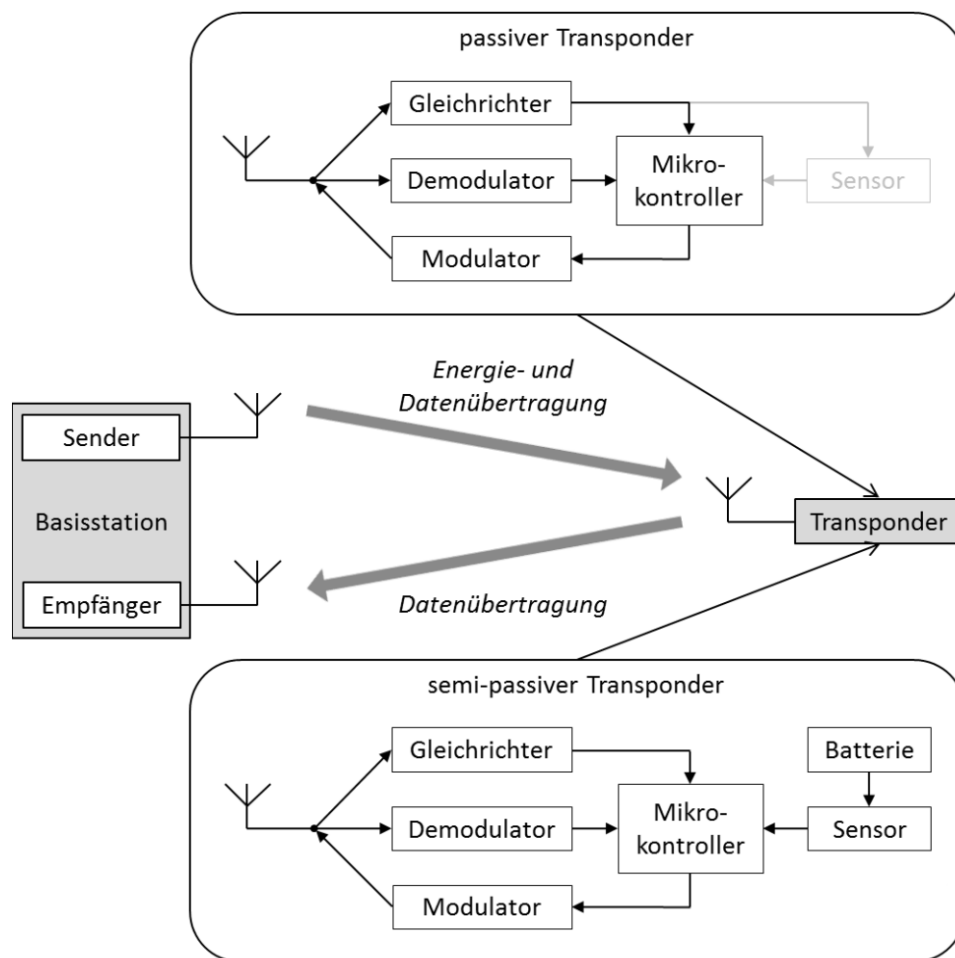


Abbildung 2.2: Blockschaltbild eines passiven (oben) und eines semi-passiven Transponder (unten).

Die Art der Kopplung zwischen der Basisstation und dem Transponder unterscheidet sich je nach Frequenzbereich. Im Nahfeld (LF- und HF-Bereich) erfolgt die Energie- und Datenübertragung in der Regel induktiv über das magnetische Feld. Eine Energie- und Datenübertragung mittels kapazitiver

Kopplung im elektrostatischen Feld ist theoretisch ebenfalls möglich, aber für RFID-Systeme nicht standardisiert und findet daher nur selten Verwendung. Im Fernfeld (UHF- und SHF-Bereich) werden Daten und Energie auf Basis der elektromagnetischen Welle übertragen.

Wie in Abbildung 2.3 skizziert, wird ferner bezüglich des zeitlichen Ablaufs der Energie- und Datenübertragung zwischen Vollduplex-, Halbduplex- und sequenziellen RFID-Systemen unterschieden.

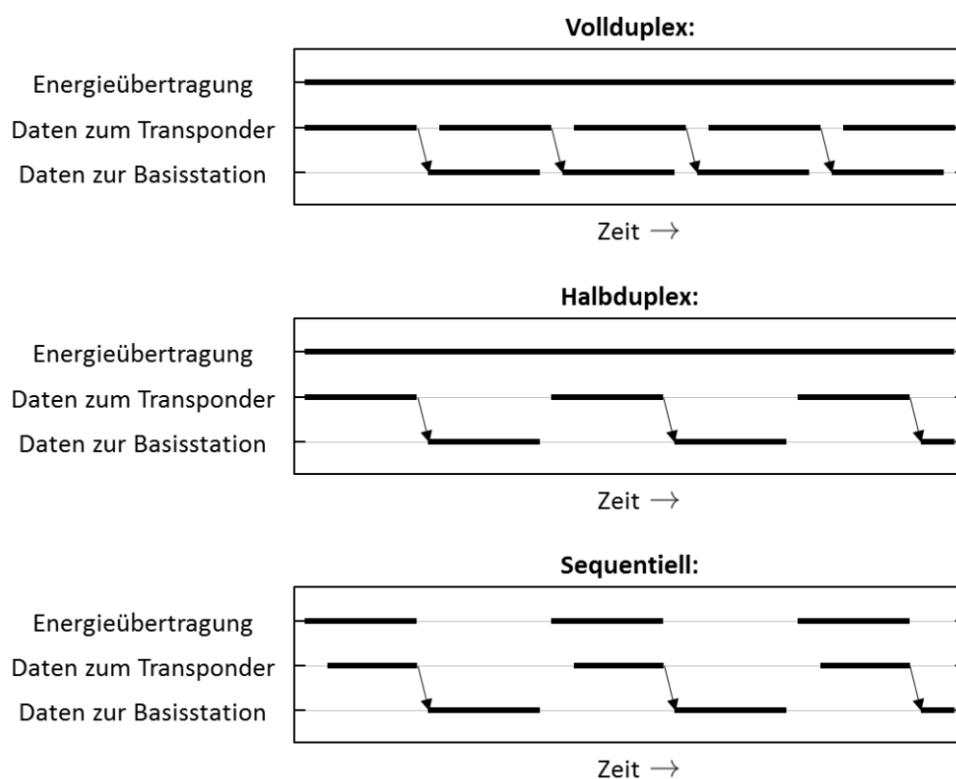


Abbildung 2.3: Vollduplex-, Halbduplex- und sequenzielle Energie- und Datenübertragung in RFID-Systemen.

Für passive und semi-passive RFID-Systeme ist eine Vollduplex- oder Halbduplex-Übertragung sinnvoll, da der Transponder hierbei kontinuierlich mit Energie versorgt wird. Allgemein stellt die nach der Energieübertragung am Transponder verfügbare Energie eines der wesentlichen Merkmale von passiven und semi-passiven Systemen dar. Die maximale Distanz, über die ein

Transponder mit ausreichend Energie versorgt werden kann, wird in der Literatur [Dob08, Fin12, Fin15] als Energiereichweite bezeichnet.

Um die Energiereichweite von RFID-Systemen zu erhöhen, wurden unter anderem Mehrantennen-Strukturen [TVKM12, BHG13], spezielle Gleichrichter-Antennen [NTKH11, DVAM13, VD132] und entsprechende Kombinationen [MVD13] untersucht. Ausgehend von dem Mehrantennen-Ansatz wurde in [BMKG11] die Nutzung von beispielsweise „Wireless Local Area Network“ (WLAN) Frequenzbändern oder Rundfunkfrequenzbändern als sekundäre Energiequelle betrachtet.

Ein weiterer Ansatz zur Steigerung der Energiereichweite beruht auf effizienteren Gleichrichterschaltungen im Transponder [Fe10]. Die Gleichrichtereffizienz beschreibt das Verhältnis zwischen der Eingangsleistung und der Ausgangsleistung der Gleichrichterschaltung. Aufgrund der über die Distanz quadratisch abnehmenden Leistung des von der Basisstation ausgesendeten Trägersignals ist hier im Besonderen die Gleichrichtereffizienz im Bereich niedriger Eingangsleistungen interessant.

Um die Gleichrichtereffizienz in diesem Bereich zu verbessern, wurden unterschiedliche Ansätze zur Leistungsoptimierung der Wellenform des Trägersignals („Power Optimized Waveform“, POW) untersucht [HK04, CG14, CGCR14]. Vereinfacht dargestellt wird bei POW ein Trägersignal bestehend aus mehreren unterschiedlichen Frequenzen gebildet. Die Leistung des Trägersignals mit leistungsoptimierter Wellenform wird dabei gegenüber der Leistung eines Standard-RFID-Trägersignals einer Frequenz nicht erhöht.

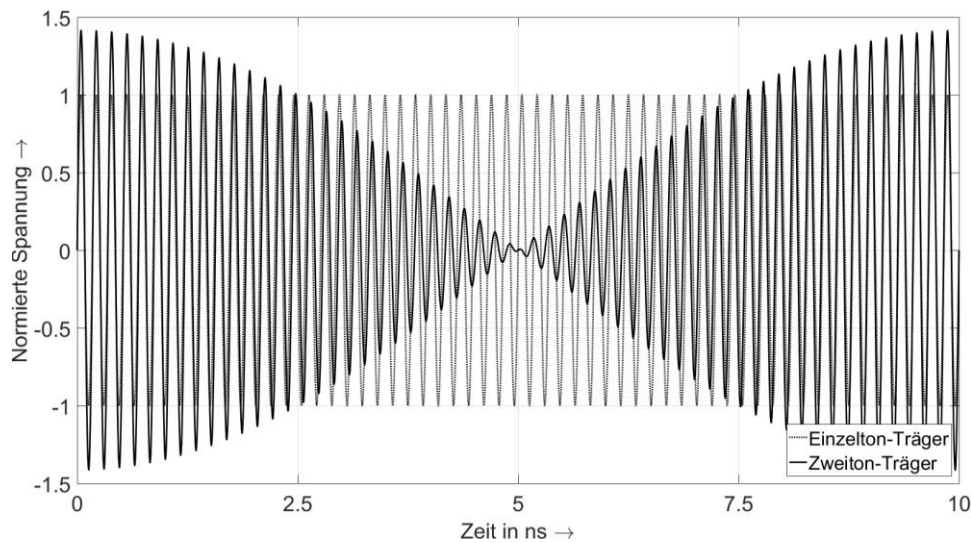


Abbildung 2.4: Ansatz der leistungsoptimierten Wellenform, am Beispiel eines Einzelton-Träger bei 5,8 GHz und eines Multiton-Träger bestehend aus einer 5,7 GHz- und 5,8 GHz-Welle [KSMB16].

Anhand des in Abbildung 2.4 dargestellten Beispiels kann das Prinzip der leistungsoptimierten Wellenform nachvollzogen werden. In dem dargestellten Beispiel ist neben einem Standard-RFID-Trägersignals einer Frequenz (Einzelton), ein Träger mit bestehend aus zwei unterschiedlichen Frequenzen (Zweiton-Träger) dargestellt. Vergleich zu dem Einzelton-Träger werden mit dem Zweiton-Träger höhere Spannungs-Spitzenwerte erzielt. Aufgrund der höheren Spannungs-Spitzenwerte wird die Schwellspannung (siehe Abbildung 2.5) der Gleichrichterdiolen früher bzw. schneller überschritten. Hieraus resultiert, dass die Gleichrichtereffizienz bei einer Anregung mittels Zweiton-Träger höher ist als bei einer Anregung durch einen Einzelton-Träger mit der identischen Nennleistung.

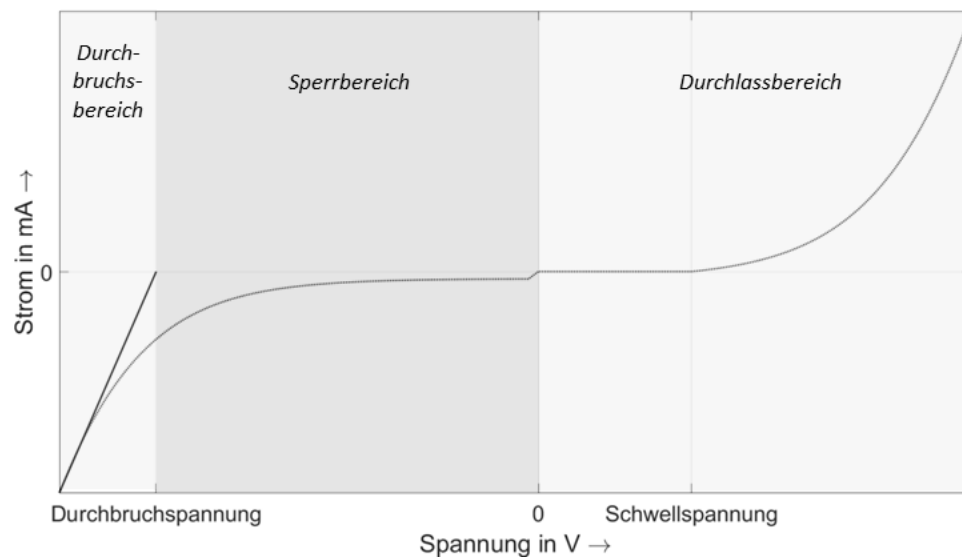


Abbildung 2.5: Quantitative Kennlinie einer Diode

In Abbildung 2.6 ist die Gleichrichtereffizienz für ein Einzelton-Trägersignal sowie ein „Orthogonal Frequency Division Multiplexing“-moduliertes (OFDM) Trägersignal abgebildet.

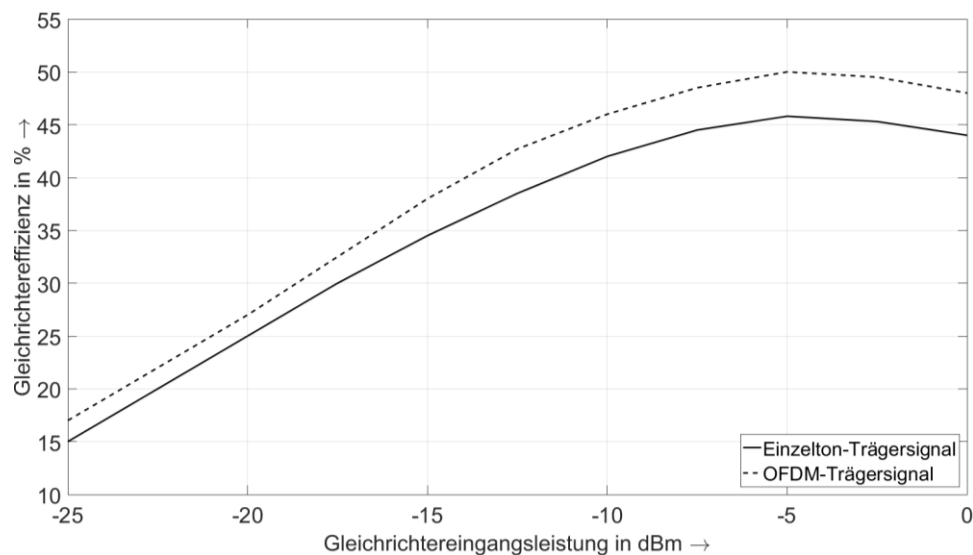


Abbildung 2.6: Gleichrichtereffizienz für ein Einzelton-Trägersignal und ein OFDM-Trägersignal einer Trägerfrequenz von 433 MHz nach [CG14].

Wie Abbildung 2.6 zu entnehmen ist, steigt die Gleichrichtereffizienz mit zunehmender Eingangsleistung bis zum Maximum, welches durch die Schwellspannung, die Durchbruchspannung und des in Abhängigkeit der Durchbruchsspannung steigenden Sperrstroms begrenzt ist (siehe Abbildung 2.5 und Abbildung 2.6). Abbildung 2.6 ist weiter zu entnehmen, dass die Gleichrichtereffizienz nach dem überschreiten des Maximums bei höherer Eingangsleistung wieder sinkt.

Zur Steigerung der Energiereichweite in SHF-RFID-Systemen wurden in den letzten Jahren beispielsweise von der Propagation Group des Georgia Institute of Technology zahlreiche Arbeiten publiziert [GD09, JGGD09, AMVD12, VD13, MVD13]. Hierbei ist auffallend, dass primär von Eingangsleistungen am Transponder von größer gleich 0 dBm ausgegangen wurde (siehe Anhang A). Dieser Wert ist auffallend hoch. Beispielsweise wäre für die in den USA eingesetzten SHF-RFID-Systeme zur Mauterfassung, wo die Basisstationen nach CEPT/ERC 70-03 und ETSI 300647 mit 2 W bis 8 W (33 dBm bis 39 dBm) EIRP („Equivalent Isotropic Radiated Power“) senden dürfen, maximal eine Energiereichweite von etwa 35 cm möglich. Eine zu erwartende Eingangsleistung am Transponder liegt zwischen etwa -10 dBm bis -20 dBm [KF02, BMKG11, KSMB16].

2.1.2 Datenübertragung zum Transponder

Wie bereits in Abbildung 2.3 skizziert, erfolgt in RFID-Systemen parallel zur Energieübertragung die Datenübertragung von der Basisstation zum Transponder. Letztere wird in der Fachliteratur [Dob08, Fin12, Fin15] allgemein Downlink bezeichnet. Als Uplink wird hingegen die Datenübertragung vom Transponder zur Basisstation bezeichnet [Dob08, Fin12, Fin15].

Der Downlink ist in RFID-Systemen notwendig, um dem Transponder organisatorische Informationen mitzuteilen. Beispielsweise wird innerhalb des Downlink übertragen, welches Protokoll verwendet wird oder zu welchem Zeitpunkt welche Daten zur Vermeidung von Kollisionen und zur Pulkerfassung zu übermitteln sind [Fin15].

Bei der Datenübertragung zum Transponder ist die Energieeffizienz der Demodulierung bzw. Decodierung der Daten von Bedeutung. Aus diesem Grund wird standardmäßig die Amplitudenumtastung („Amplitude Shift Keying“, ASK) zur Datenübertragung zum Transponder eingesetzt [Fin15]. Die Demodulierung bzw. Decodierung der Daten kann dabei am Transponder mit einem energieeffizienten Hüllkurven-Demodulator erfolgen.

Die Nutzung einer Phasenumtastung („Phase Shift Keying“, PSK) oder Frequenzumtastung („Frequency Shift Keying“, FSK) ist grundsätzlich ebenfalls denkbar. Aufgrund des vergleichsweise hohen Energiebedarfs finden jedoch kommerziell weder PSK noch FSK [Fin15] Verwendung.

In den Standards für UHF, ISO/IEC 18000-6 [I180006] und EPC Gen2 [EGG2] sind zwei ASK-Abwandlungen für den Downlink standardisiert. Bei der ersten ASK-Abwandlung wird das Signal bei einer logischen 0 nicht vollständig ausgeschaltet, wie dies beim OOK („On-Off-Keying“) der Fall ist. Wie in Abbildung 2.7 wird das ASK-modulierte Signal lediglich gezielt abgeschwächt.

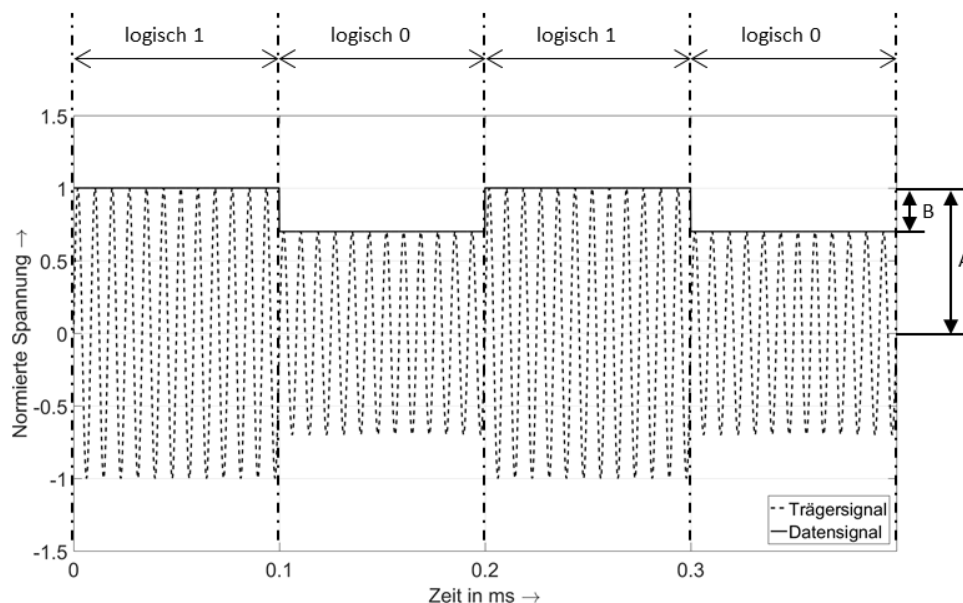


Abbildung 2.7: ASK-Modulation mit Modulationsindex um Beispiel eines Trägersignals mit einer Frequenz von 125 kHz und einem Datensignals mit 5 kbit/s.

Aus der gezielte Abschwächung entsprechend Abbildung 2.7 resultiert eine kontinuierliche Energieübertragung zum Transponder. Der Grad der

Abschwächung wird als Modulationsindex m_{BS} bezeichnet. Die Definition des Modulationsindex m_{BS} ist in den Standards für UHF, ISO/IEC 18000-6 [I180006, EGG2] wie folgt festgehalten:

$$m_{BS} = \frac{A - B}{A} \cdot 100. \quad (2.1)$$

Bei der zweiten ASK-Abwandlung wird ein OOK mit unterschiedlich langen An- und Ausschaltzeiten für die Zustände logisch 0 und 1 verwendet. Der resultierende Signalverlauf ist schematisch in Abbildung 2.8 dargestellt. Die Pulsdauer der logischen 0 wird in diesem Zusammenhang als TARI („Type A Reference Interval“) bezeichnet [I180006, EGG2]. Die Pulsdauer der logischen 1 beträgt entsprechend [I180006, EGG2] 1,5 TARI bis 2 TARI.

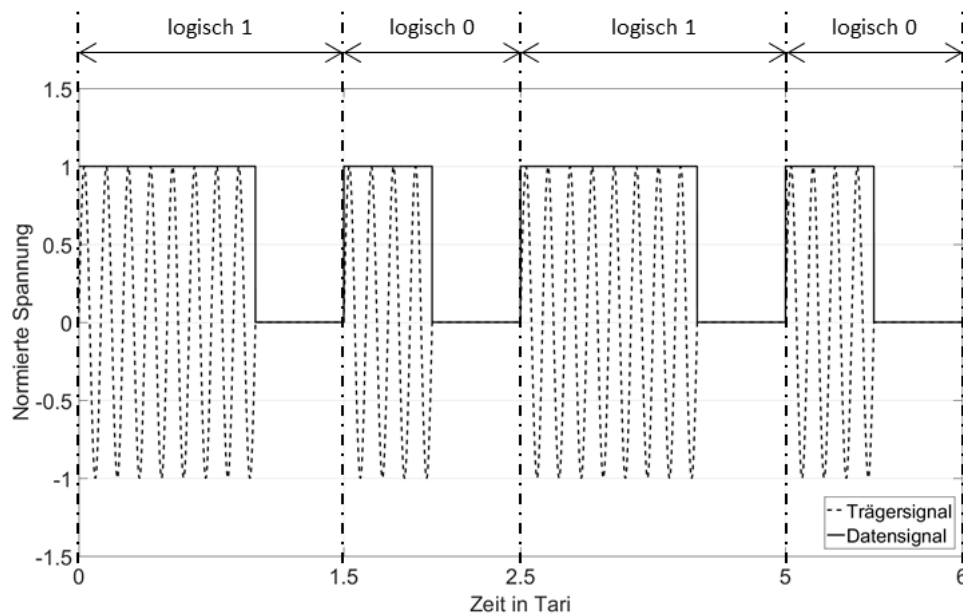


Abbildung 2.8: ASK-Abwandlung mit der Pulsdauer TARI für die logische 0 und einer Pulsdauer von 1,5 TARI bis 2 TARI für die logische 1, wie in [I180006, EGG2] standardisiert.

2.1.3 Datenübertragung zur Basisstation

Wie in Abbildung 2.3 dargestellt wird in einem Halbduplex- und einem Vollduplex-RFID-Systemen von der Basisstation kontinuierlich ein Trägersignal zur Energieübertragung ausgesendet. Auf Seiten des Transponders wird das Trägersignal zur Energiegewinnung gleichgerichtet. Die parallel zur Energieübertragung von der Basisstation zum Transponder übertragenen Daten werden am Transponder mit einem Hüllkurvendemodulator decodiert. Auf Anforderung der Basisstation reflektiert der Transponder das Trägersignal mittels Backscatter-Modulation zurück. In Abhängigkeit von der Transponder-Bitrate b_T wird das zurück reflektierte Transpondersignal bei der Backscatter-Modulation im Frequenzspektrum um f_T nach links und rechts vom Trägersignal verschoben. Aufgrund der Freiraumdämpfung die das Trägersignal auf dem Weg zum Transponder sowie das Transpondersignal auf dem Weg zur Basisstation erfahren, resultiert im Empfangspfad der Basisstation das in Abbildung 2.9 skizzierte Frequenzspektrum. Die Leistung ist auf das Trägersignal normiert, welches durch dBc gekennzeichnet ist.

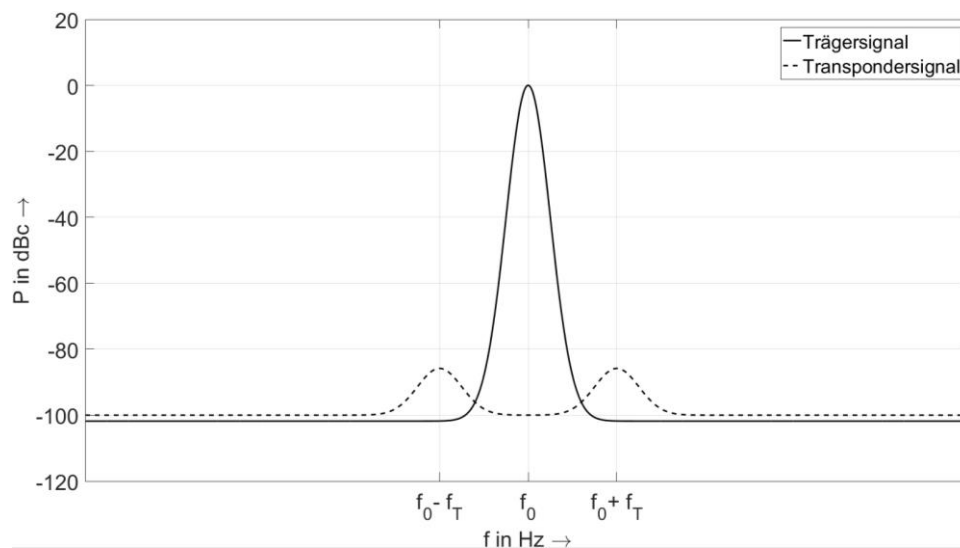


Abbildung 2.9: Frequenzspektrum eines RFID-Systems im Empfangspfad der Basisstation.

Aufgrund sogenannter Mehrwegeausbreitung und lokaler Cluster, die zu konstruktiven und destruktiven Überlagerungen führen, kann der Signalpegel des Empfangssignals zusätzlich variieren. Die Effekte der Mehrwegeausbreitung werden im Verlaufe dieser Arbeit nicht detailliert betrachtet.

Wie in Abbildung 2.9 dargestellt spricht das Trägersignal beim Empfang des Transpondersignals in den Empfangspfad der Basisstation über. Dieses Übersprechen ist in monostatischen sowie in bistatischen Basisstationen Folge der endlichen Isolation zwischen Sende- und Empfangspfad.

In monostatischen Basisstationen, wie in Abbildung 2.10 skizziert, wird zum parallelen Senden und Empfangen lediglich eine Antenne benötigt. Das Übersprechen entsteht hier in Abhängigkeit der Dämpfung des Zirkulators zwischen Port 1 und Port 2, die bei realen Zirkulatoren bei etwa 15 dB liegt.

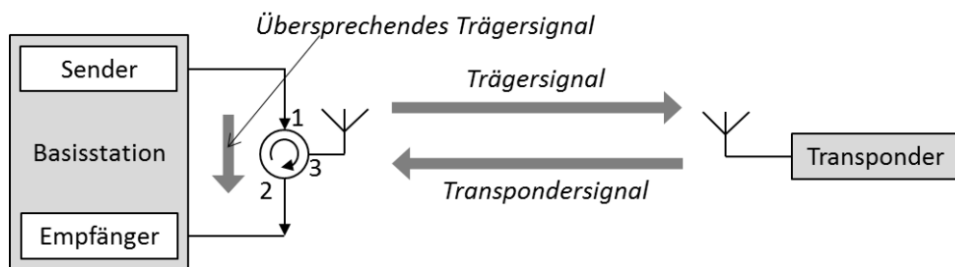


Abbildung 2.10: Blockschaltbild einer monostatischen Basisstation

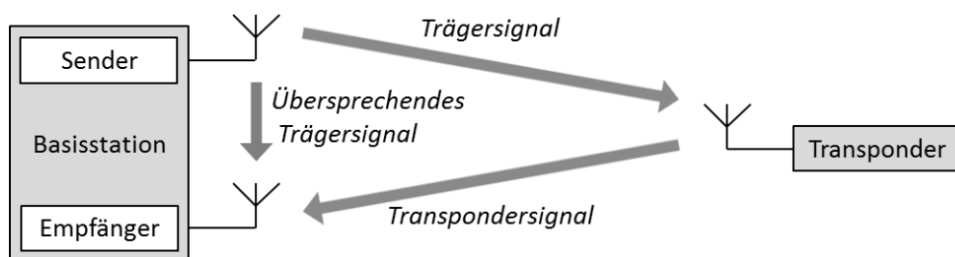


Abbildung 2.11: Blockschaltbild einer bistatischen Basisstation

Bei bistatischen Basisstationen wird für das Senden und Empfangen jeweils eine separate Antenne eingesetzt, wie in Abbildung 2.11 skizziert. Das Übersprechen vom Sende- in den Empfangspfad hängt in diesem Aufbau von

der Richtcharakteristik der gewählten Antennen sowie deren Anordnung zueinander ab.

Der Empfang des Transpondersignals gestaltet sich hier aufgrund des in den Empfangspfad übersprechenden Trägersignals schwierig. Im Folgenden werden drei Methoden zum Empfangen des Transpondersignals sowie die dabei auftretenden Probleme beschrieben.

2.1.3.1 Sequentielle Übertragung

Die technisch einfachste Methode, um die Problematik des Übersprechens zu lösen, ist eine sequentielle Energie- und Datenübertragung, wie in Abbildung 2.3 skizziert. Hierbei wird mit einem Duplexer in der Basisstation zwischen Sende- und Empfangsmodus hin und her geschaltet. Das Ein- und Ausschalten des Trägersignals wird als OOK-Modulation („On Off Keying“) bezeichnet. Während der Zeitschlitzes, in denen das Trägersignal ausgeschaltet ist, um das Transpondersignal zu empfangen, wird der Transponder nicht mit Energie versorgt. Demzufolge tritt bei dieser Methode kein Übersprechen in der Basisstation auf. Auf der Gegenseite wird der Transponder bei dieser Methode nicht kontinuierlich mit Energie versorgt, welches wie oben beschrieben vorteilhaft ist.

2.1.3.2 Filterung

Theoretisch ließe sich das in Abbildung 2.9 skizzierte Transpondersignal mittels äußerst steilflankiger, schmalbandiger und folglich aufwendiger Filter direkt aus dem hochfrequenten Empfangssignal zurückgewinnen. Nach der Filterung wäre eine Verstärkung des Transpondersignals mittels rauscharmer Kleinsignalverstärker („Low Noise Amplifier“, LNA), sowie anschließend die Demodulation der Transponderdaten möglich.

Je nach Filteraufbau treten gegebenenfalls unterschiedliche Probleme auf. Akustische-Oberflächenwellen-Filter etwa weisen eine hohe Temperaturabhängigkeit auf. Bei Filtern auf Basis von Mikrostreifenleitungen beeinflussen wiederum Fertigungstoleranzen die Filtereigenschaften signifikant. Sind die Filter aufgrund von Temperaturdrift oder Fertigungstoleranzen nicht genau genug, kann das Trägersignal gegebenenfalls nicht im Durchlassbereich des Filters liegen. In einem solchen Fall ist eine Verstärkung des Transpondersignals mittels eines rauscharmen Kleinsignalverstärkers („Low Noise Amplifier“, LNA) nicht möglich. Die wesentlich höhere Amplitude des Trägersignals führt dann zu einer Übersteuerung des LNA, sodass das Transpondersignal gegenüber dem Trägersignal nicht verstärkt wird [Sa11].

Des Weiteren müsste bei dieser Empfangsmethode für jeden RFID-Funkkanal separat ein Filter abgestimmt werden. Ohne separate Filter für die einzelnen RFID-Funkkanäle, wäre der Funktionsbereich der Basisstation auf einen Kanal beschränkt und die Koexistenz mit anderen RFID-Systemen aufgrund der Funkkanaleinschränkung würde beeinträchtigt.

2.1.3.3 Hilfsträger

Eine weitere Methode das Problem des Übersprechens zu lösen, besteht darin, das Transpondersignal im Frequenzbereich zu verschieben. Diese Verschiebung wird in der Literatur als Backscatter-Modulation mit Hilfsträger [Fin15] bezeichnet. Das nach der Verschiebung resultierende Frequenzspektrum ist vereinfacht in Abbildung 2.12 skizziert.

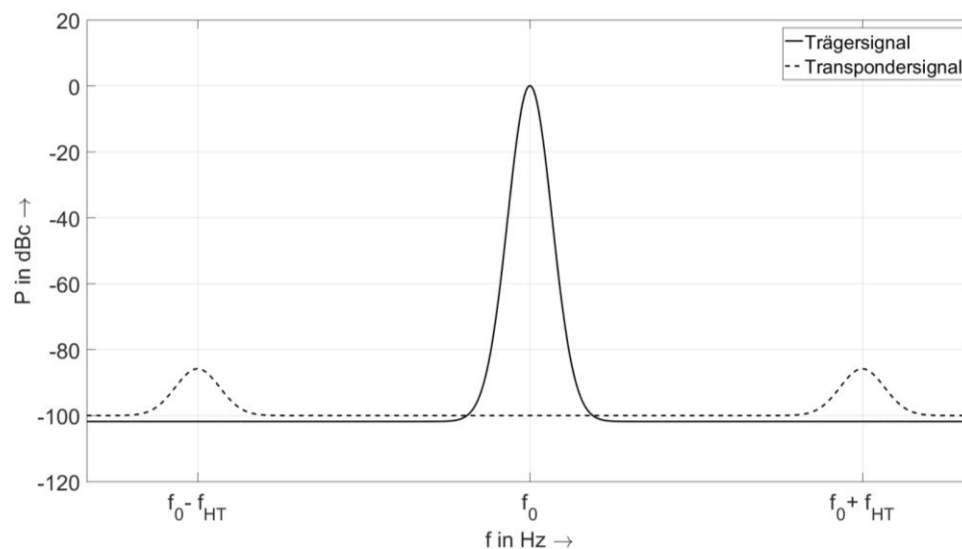


Abbildung 2.12: Frequenzspektrum eines Standard-RFID-Systems mit verschobenem Transpondersignal (mittels Hilfsträger).

Der aus der Verschiebung resultierende Abstand zwischen Trägersignal und Transpondersignal vereinfacht das Empfangen des Transpondersignals. Das Empfangssignal kann in der Basisstation heruntergemischt werden und anschließend das Transpondersignal vergleichsweise einfach durch Filterung zurückgewonnen werden. Nach der Filterung kann das Transpondersignal verstärkt, abgetastet und demoduliert werden.

Die Frequenzverschiebung wird schaltungstechnisch durch das Zu- und Abschalten eines zusätzlichen, mit der Frequenz f_{HT} schwingenden, Oszillators realisiert. Allerdings steigt hierdurch der Energiebedarf des Transponders signifikant an.

Alternativ kann eine Frequenzverschiebung des Transpondersignals auch mittels Miller-Kodierung erzeugt werden. Vereinfacht dargestellt wird bei der Miller-Kodierung die Übertragungsrate des Transpondersignals erhöht, ohne dass die Bitrate b_T des Transpondersignals erhöht wird. Der so herbeigeführte Daten-Overhead hat wiederum zur Folge, dass der Transponder mehr Energie benötigt. Eine detailliertere Beschreibung der Miller-Kodierung folgt in Abschnitt 3.2.

2.1.4 Trägerunterdrückung

Die Trägerunterdrückung („Self Interference Cancellation“, SIC) ist hingegen eine Methode, bei der weder der Energieverbrauch des Transponders ansteigt, noch die Funktionalität des RFID-Systems eingeschränkt wird. Bei der Trägerunterdrückung wird das Trägersignal gezielt gedämpft. Durch diese Dämpfung wird das Amplitudenverhältnis zwischen Trägersignal und Transpondersignal so angepasst, dass eine Filterung, Verstärkung und anschließende Demodulation des Transpondersignals möglich ist. Grundsätzlich lässt sich eine Trägerunterdrückung sowohl in monostatischen wie auch in bistatischen Basisstationen einsetzen.

Bei der gezielten Dämpfung wird ein Teil des Trägersignals in der Basisstation ausgekoppelt. Das abgezweigte Signal wird mit dem Empfangssignal phasen- und amplitudensynchronisiert. Nach der Synchronisation soll zwischen dem ausgekoppelt und dem empfangenen Signal eine Phasendifferenz von 180° liegen soll. Nach der Synchronisation werden die Signale addiert. Aufgrund der Phasendifferenz von 180° führt die destruktive Überlagerung der Signale dazu, dass als Ergebnis das Transpondersignal selbst vorliegt.

Allgemein existieren unterschiedliche Ansätze zur Trägerunterdrückung, die sich den folgenden Bereichen zuordnen lassen [DSA10, SSG14].

- Eine Unterdrückung im RF-Bereich, bei der das Übersprechen auf Basis geeigneter Antennen und Antennenanordnungen minimiert wird, wie in [CBM98, RWW11, BMK13, ESS14, HKH15]. Bei einer Literatur-Recherche wurden Trägerunterdrückungswerte zwischen dem Tx- und dem Rx-Pfad von bis zu 45 dB gefunden.
- Eine Unterdrückung im Analog-Bereich, bei der die Synchronisation und die destruktive Überlagerung der Signale mittels analoger Bauteile erfolgen, wie in [OM63, LLS09, RW12, DSA14, GJXT15]. Bei dieser Art der Unterdrückung wird zudem zwischen aktiven und passiven Verfahren unterschieden. Als passive Verfahren werden solche bezeichnet, bei denen die Phasen- und Amplitudenanpassung

In der Regel werden zur Trägerunterdrückung Verfahren aus den oben beschriebenen Bereichen kombiniert [SSG14, BSA15]. In Tabelle 2.2 sind Trägerunterdrückungswerte für die verschiedenen Verfahren einzeln und in einem 2,4 GHz WLAN sowie unterschiedlichen Abständen zwischen der Sende- und Empfangsantenne dargestellt [DSA10].

Tabelle 2.2: Trägerunterdrückungswerte verschiedener Ansätze [DSA10]

Antennen- abstand	Trägerunterdrückung im:			
	RF- Bereich	RF- und Digital- Bereich	RF- und Analog- Bereich	RF-, Digital- und Analog-Bereich
0,2 m	39 dB	70 dB	72 dB	78 dB
0,4 m	45 dB	76 dB	76 dB	80 dB

2.2 Inband-Kommunikation

Aktuelle Forschungsprojekte [KCH15] beschäftigen sich intensiv mit dem Thema der Inband-Kommunikation, die auch als Ein-Kanal „Full Duplex“ (FDX) [Li14] oder „In-Band FDX“ [SSG14] bezeichnet wird. Sie bietet die Möglichkeit, die Datenübertragungsrate in einer bestimmten Bandbreite (Bit/s/Hz), welches in der Nachrichtentechnik als Bandbreiteneffizienz beschrieben wird, deutlich zu erhöhen bis hin zur Verdoppelung [SSG14, RUB15]. Die Erhöhung der Bandbreiteneffizienz ist von großer Bedeutung, da nach wie vor immer mehr ursprünglich kabelgebundene Anwendungen durch Funksysteme ersetzt werden und somit die Anzahl von Funkkommunikationsgeräten stetig steigt. Entsprechend nimmt auch die Auslastung der verfügbaren Frequenzbänder zu, wodurch die Koexistenz von Funksystemen zunehmend erschwert wird. Insbesondere durch zukünftige Kommunikationsstandards, die zu erheblich höheren Datenraten führen werden (wie 5G im Mobilfunkbereich), wird die Auslastung der Frequenzbänder und die Koexistenz von Funksystemen problematischer. Wie bereits genannt ist demzufolge die Steigerung der Bandbreiteneffizienz von höchstem Interesse.

Um eine Inband-Kommunikation zu realisieren, muss das Übersprechen vom dem Sendepfad in den Empfangspfad reduziert werden [BMK13, SPD13, ESS14]. Zum Reduzieren des Übersprechens vom Sendepfad in den Empfangspfad wird, wie bei RFID-Systemen, die Trägerunterdrückung eingesetzt. Der Fokus der gegenwärtigen Inband-Forschung liegt auf breitbandiger Kommunikation, motiviert durch die bereits erwähnte Steigerung der Bandbreiteneffizienz. Diese Aspekte sind ebenfalls Kernthemen von zukünftigen Kommunikationsnetz-Generationen [SSG14] wie etwa 5G [HBC14, DSA14]. Beispielsweise hat die Deutsche Telekom bereits 2015 einen ersten Feldversuch mit 5G „In-Band FDX“ erfolgreich abgeschlossen [Te5G].

Im Zusammenhang mit RFID existieren zum Thema Inband-Kommunikation bis dato keine Veröffentlichungen, sodass die Themenbereiche RFID und Inband-Kommunikation in dieser Arbeit erstmals zusammengeführt werden.

2.3 Software Defined Radio

Mit zunehmend leistungsfähigeren Universalprozessoren („General Purpose Processor“, GPP), Signalprozessoren („Digitale Signal Processor“, DSP) und FPGAs hat die digitale Signalverarbeitung zunehmend an Bedeutung gewonnen [BV07, Höh12]. In [ULR85] wurde die digitale Signalverarbeitung von U. L. Rhode erstmal als SDR („Software Defined Radio“) bezeichnet. Entscheidend geprägt wurde der Begriff später von J. Mitola [JM92]. Das IEEE definiert ein SDR heute als ein Funkgerät, bei dem mindestens eine oder alle Funktionen der Schicht 1 des OSI-Modells („Open System Interconnection“) in Software realisiert sind [I19001].

Tabelle 2.3: ISO/OSI-Modell

Schicht	Bezeichnung
7	Anwendungsschicht
6	Darstellungsschicht
5	Kommunikationsschicht
4	Transportschicht
3	Vermittlungsschicht
2	Sicherheitsschicht
1	Physikalische / Bitübertragungsschicht

Die Schicht 1 des OSI-Modells wird als Bitübertragungsschicht oder physikalische Schicht bezeichnet und stellt die unterste Schicht des OSI-Modells dar, siehe Tabelle 2.3. Sie beschreibt Maßnahmen und Verfahren zur Übertragung von Bitfolgen, sowie alle Hardwarekomponenten, die den Zugriff auf das Übertragungsmedium ermöglichen [He15].

Die Gründe für den Erfolg von SDR-Systemen sind unter anderem folgende:

- Flexibilität in der Entwicklung [Höh12]
- Flexibilität eines Systems [TJR09, DMA03]
- Kleine Baugröße [TJR09]
- Effizienz in der Entwicklung [DMA03]
- Niedrigere Entwicklungskosten [Höh12]

Allgemein sind SDRs heute von dem Amateurfunk [Hü12] über industrielle Anwendungen [GKS11] bis hin zu militärischen Anwendungen [BV07] weit verbreitet. Im militärischen Bereich sind SDR's am weitesten verbreitet [Mo11].

SDR-Hardware-Plattformen sind als Bestandteil unterschiedlicher Systeme kommerziell verfügbar, vom DVB-T-Stick [Hü12] für den Amateurbereich bis hin zu Profi-Systemen. Hervorzuheben sind die „Universal Software Radio Peripheral“ (USRP) Plattformen von Ettus Research aufgrund der Vielzahl von Referenzen in wissenschaftlichen Veröffentlichungen (350 IEEE Veröffentlichungen zu USRP im Zeitraum von 2013 bis 2016).

Ettus Research, eine Tochterfirma von National Instruments (NI), setzt bei einem Großteil der vertriebenen Systeme auf die AD936X Chip-Serie von Analog Devices. Diese Chip-Serie ist speziell für SDR-Anwendungen entwickelt worden und stellt gegenwärtig die leistungsfähigste Chip-Serie für solche Anwendungen dar. Weitere besondere Merkmale der Chips sind beispielsweise der von 70 MHz bis 6 GHz einstellbare Frequenzbereich, sowie eine Bandbreite von bis zu 56 MHz pro Kanal. Des Weiteren können die Chips direkt mittels Entwicklungstools wie GNURadio, Matlab-Simulink oder LabView zur Signalverarbeitung angesteuert werden.

RFID-Systeme sowie entsprechende Entwicklungsumgebungen bestehend aus einem USRP und basierend auf dem Entwicklungstool GNURadio sind zum Beispiel in [BAG12, SBFG13], für passive RFID-Systeme in [SARH14] oder MIMO-Systeme basiert in [SAJ14] realisiert worden.

2.4 Ansatz zur Inband-RFID-Kommunikation

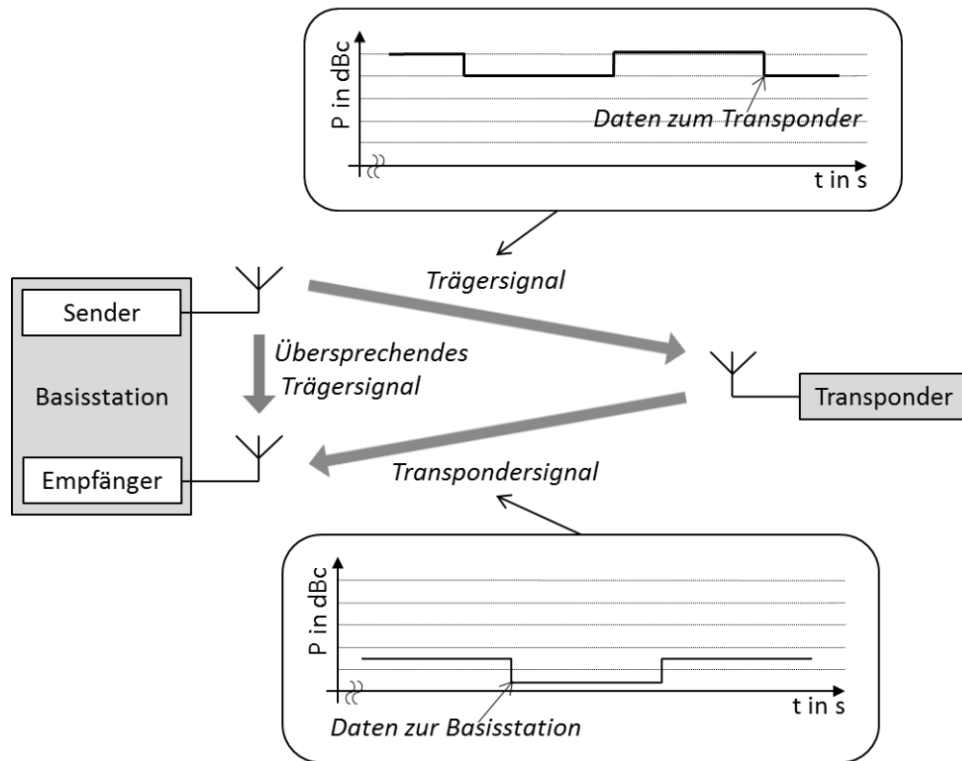


Abbildung 2.14: Prinzipskizze eines RFID-Systems mit einem Standard Trägersignal

Der Ansatz beruht darauf, dass dem Trägersignal eines Standard-RFID-Systems, wie in Abbildung 2.14 dargestellt, ein zusätzliches Informationssignal hinzugefügt wird. In Abhängigkeit des zusätzlichen Informationssignal wird das Trägersignal PSK-moduliert. Der PSK-modulierte Signalanteil des Trägersignals wird in der Basisstation, beim Empfang des Transpondersignals, wiederum zur Trägerunterdrückung genutzt.

Auf die ASK-Modulation des Trägersignals, mit der Daten von der Basisstation zum Transponder übertragen werden, hat die PSK-Modulation des Trägersignals keinen Einfluss.

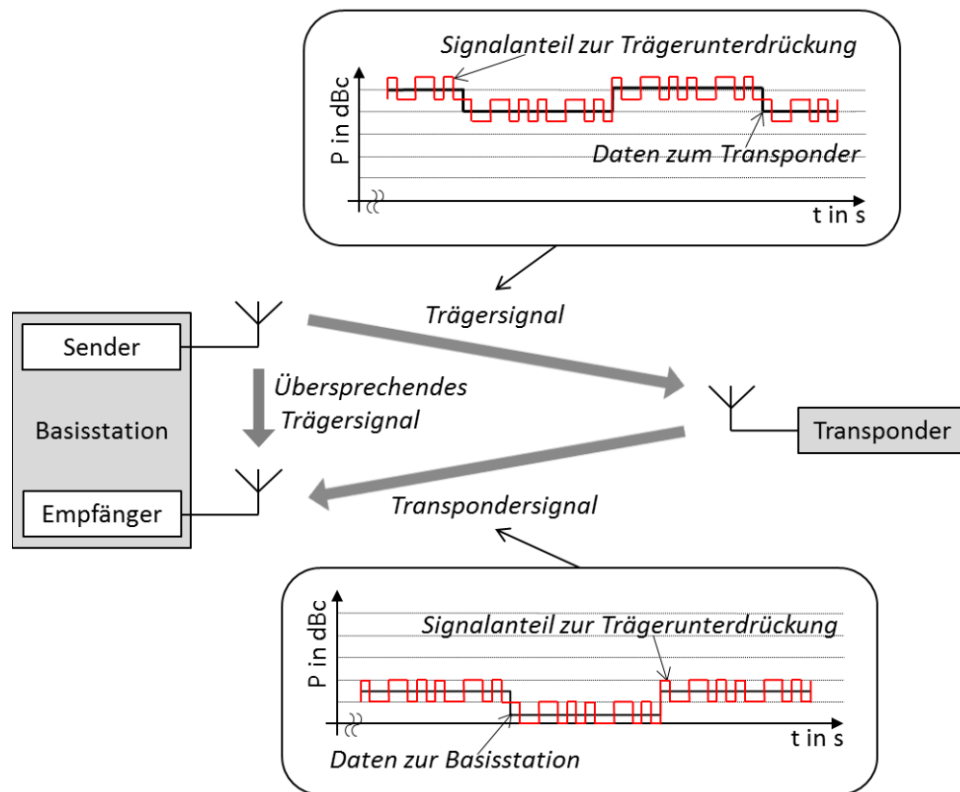


Abbildung 2.15: Prinzipskizze eines Inband-RFID-Systems mit einem zusätzlichen Signalanteil zur Trägerunterdrückung im Trägersignal, wobei der zusätzliche Signalanteil eine höhere Übertragungsrate aufweist, als die Daten zum Transponder.

Wie in Abbildung 2.15 skizziert, sollte die Übertragungsrate des Signalanteils zur Trägerunterdrückung größer sein als die Übertragungsrate der in Richtung Transponder übertragenen Daten sein. Aus der höheren Übertragungsrate des Signalanteils zur Trägerunterdrückung resultiert das in Abbildung 2.16 skizzierte Frequenzspektrum. Wie Abbildung 2.16 zeigt, liegt das Transpondersignal in diesem Fall im Frequenzband des Trägersignals und nicht wie bei einem Standard-RFID-System, rechts und links neben dem Frequenzband des Trägersignals.

In einem Standard-RFID-System ist die Filterung und Demodulation des im Frequenzband des Trägersignals liegenden Transpondersignals nicht möglich. In dem im Rahmen der Arbeit untersuchten Ansatz kann das Trägersignal aufgrund der bekannten Charakteristik des zusätzlichen Informationssignals unterdrückt werden, sodass der unbeeinträchtigte Empfang des

Transpondersignals möglich ist. Mit diesem Ansatz können demzufolge gleichzeitig Energie und Daten von der Basisstation zum Transponder übertragen werden, sowie entgegengesetzt Daten vom Transponder zur Basisstation.

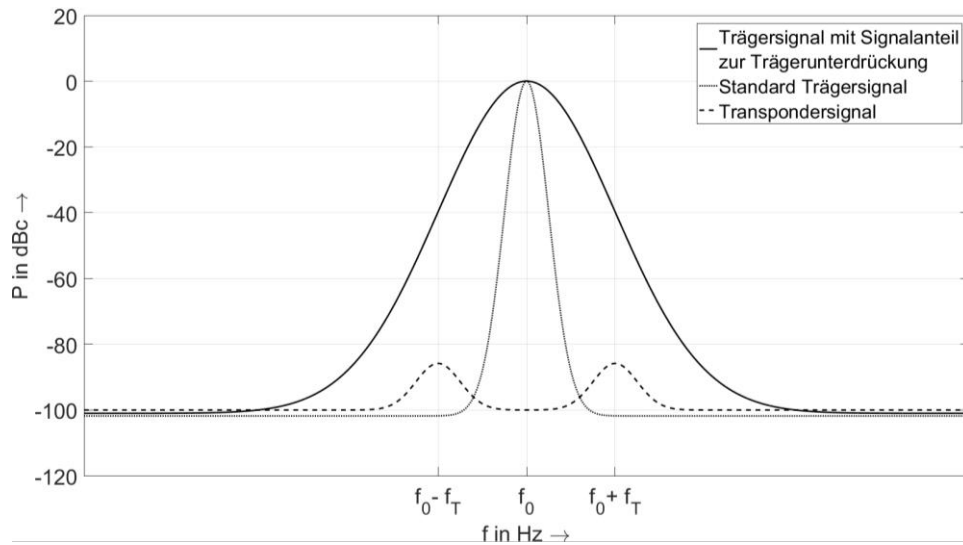


Abbildung 2.16: Frequenzspektrum eines Standard-RFID-Systems und eines RFID-Systems mit einem zusätzlichen Signalanteil zur Trägerunterdrückung im Trägersignal.

3 Inband-RFID-Kommunikation

Im folgenden Kapitel wird der theoretische Hintergrund des zuvor beschriebenen Ansatzes der Inband-RFID-Kommunikation detailliert erläutert. Als Basisliteratur für das Thema Funkidentifikationsverfahren wurden die [Dob08, Fin15] betrachtet. Für nachrichtentechnische Aspekte und digitale Signalverarbeitung dienten [Me98, Pr01, Ly10, Sm97, Ka11] als Literaturgrundlage. Die theoretische Beschreibung folgt chronologisch dem Signalfluss vom emittierten Träger, über die Backscatter-Modulation des Transponders hin zur Signalverarbeitung im Empfänger.

3.1 Energie- und Datenübertragung zum Transponder

Das von der Basisstation ausgesendete PSK- bzw. kombiniert ASK/PSK-modulierte Trägersignal $\underline{s}_{BS}(t)$ wird bei der Übertragung zum Transponder auf dem Direktpfad um den Faktor a_f gedämpft. Der Direktpfad wird in der Literatur als „Line Of Sight“ (LOS) bezeichnet und beschreibt die über die Distanz d zunehmende Freiraumdämpfung a_f („Free Space Path Loss“, FSPL). Die Freiraumdämpfung a_f ist distanzabhängig, weil die von einem isotropen Kugelstrahler abgestrahlte Wellenfront in alle Richtungen propagiert und sich die abgestrahlte Leistung mit zunehmender Distanz d im Raum über eine größere Fläche verteilt. Demzufolge sinkt die Leistungsdichte auf einer

definierten Fläche, wie der Empfangsantenne, mit zunehmender Distanz d . Durch die Wirkfläche der Empfangsantenne ist die Freiraumdämpfung a_f zudem Frequenz f_0 - bzw. Wellenlängen λ_0 -abhängig. Die Berechnung der Freiraumdämpfung erfolgt entsprechend (3.1) [I145].

$$a_f = 10 \cdot \log_{10} \left(\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d \cdot f_0}{c_0} \right)^2 \right). \quad (3.1)$$

Der Verlauf der Freiraumdämpfung ist entsprechend der Gleichung (3.1) in Abbildung 3.1 exemplarisch für 866 MHz und 5,8 GHz dargestellt.

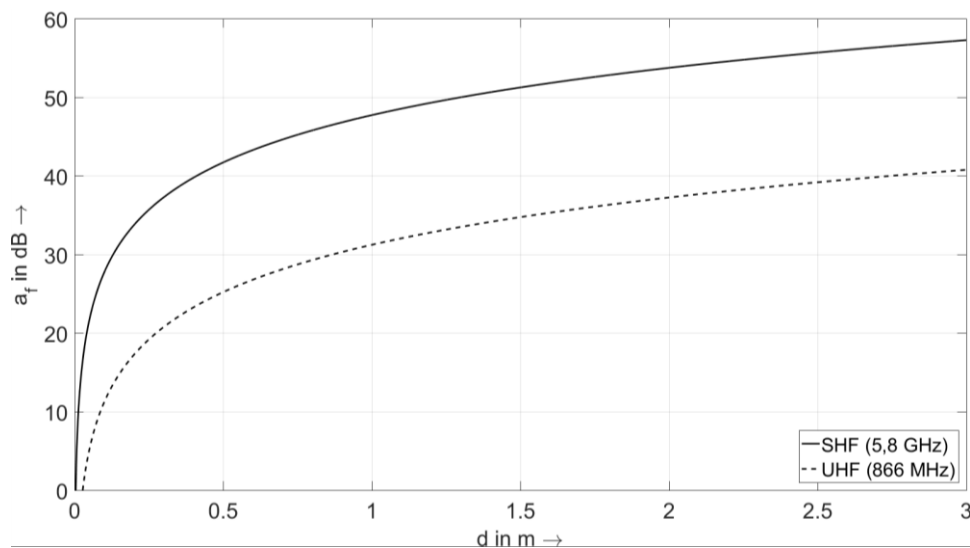


Abbildung 3.1: Freiraumdämpfung bei 5,8 GHz und 866 MHz.

Das am Transponder empfangene Trägersignal ergibt sich entsprechend (3.2).

$$\underline{s}_{TE}(t) = \underline{s}_{BS}(t) \cdot a_f \quad (3.2)$$

In Standard-RFID-Systemen erfolgt durch das ASK-modulierte Signal $\underline{s}_{TE}(t)$ die Datenübertragung zum Transponder. Bei der Entwicklung des Inband-RFID-Ansatzes ist die Idee entstanden, die bis dato nicht informationstragende Phase

des Trägersignals zu modulieren. Der PSK-modulierte Signalanteil des Trägersignals soll so zur Trägerunterdrückung genutzt werden, wie später in Abschnitt 3.4 detaillierter beschrieben wird.

Auf die Datenübertragung zum Transponder bzw. auf den am Transponder eingesetzten Hüllkurven-Demodulator hat die zusätzliche PSK-Modulation des Trägersignals $\underline{s}_{TE}(t)$ keinen weiteren Einfluss.

Der Einfluss eines PSK- bzw. kombiniert ASK/PSK-modulierten Trägersignals $\underline{s}_{TE}(t)$ auf die Energieübertragung und eine eventuelle Leistungsoptimierung der Wellenform wurde im Verlauf der Arbeit untersucht.

3.2 Datenübertragung zur Basisstation mittels Backscatter

Zur Datenübertragung vom Transponder zur Basisstation wird in Standard-RFID-Systemen die Backscatter-Modulation eingesetzt. Das Prinzip der Backscatter-Modulation wird im Folgenden genauer beschrieben und in Abbildung 3.2 dargestellt.

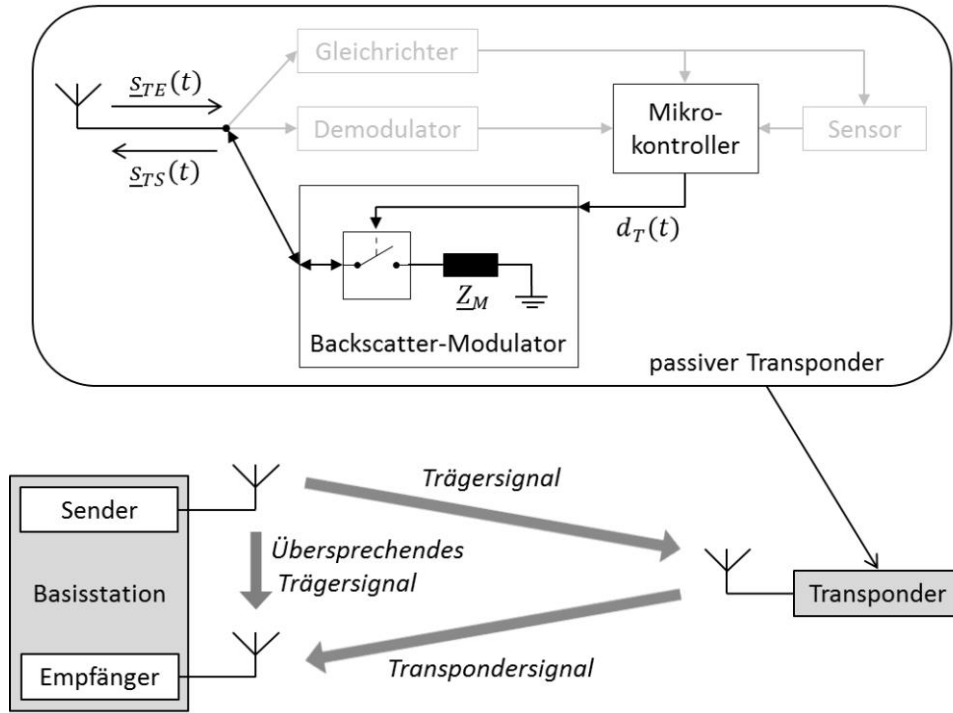


Abbildung 3.2: Prinzip der Backscatter-Modulation.

Allgemein wird bei der Backscatter-Modulation das empfangene Trägersignal $\underline{s}_{TE}(t)$ in Abhängigkeit des Rohdatensignals des Transponders $d_T(t)$ reflektiert. Das so im Transponder reflektierte Signal $\underline{s}_{TS}(t)$ wird wiederum durch die Antenne des Transponders abgestrahlt.

$$\underline{s}_{TS}(t) = \underline{s}_{TE}(t) \cdot \Delta\sigma_{RCS}(d_T(t)). \quad (3.3)$$

Der Faktor, um den das reflektierte Signal in Abhängigkeit der Rohdaten $d_T(t)$ variiert, wird als differentieller Radarquerschnitt $\Delta\sigma_{RCS}$ bezeichnet. Die Berechnung des differentiellen Radarquerschnittes $\Delta\sigma_{RCS}$ erfolgt mit (3.4) [NRM07, NiRa08]. G_{TA} beschreibt den Gewinn der Transponderantenne und f_0 die Trägerfrequenz.

$$\Delta\sigma_{RCS}(d_T(t)) = \frac{c_0^2 \cdot G_{TA}^2}{4 \cdot \pi \cdot f_0^2} \cdot |\underline{\Gamma}_A(d_T(t)) - \underline{\Gamma}_B(d_T(t))|^2 \quad (3.4)$$

Die Differenz zwischen den beiden Reflexionsfaktoren $\underline{\Gamma}_A$ und $\underline{\Gamma}_B$ wird nach [KF03] als Modulationsindex \underline{m}_T des Transponders bezeichnet und charakterisiert die Leistungseffizienz von Backscatter-Modulatoren. Aus Sicht der Basisstation interpretiert, beschreibt der Modulationsindex das Delta im Empfangssignal, aus welchem die Modulationspunkte abgeleitet werden müssen. Die Berechnung der Reflexionsfaktoren $\underline{\Gamma}_A$ und $\underline{\Gamma}_B$ erfolgt über (3.5) [He09].

$$\underline{\Gamma}_{A,B}(d_T(t)) = \underline{s}_{11}(d_T(t)) = \frac{\underline{Z}_M \cdot d_T(t) + \underline{Z}_T - \underline{Z}_A^*}{\underline{Z}_M \cdot d_T(t) + \underline{Z}_T + \underline{Z}_A} \quad (3.5)$$

Die Impedanz der Transponderantenne bei der Trägerfrequenz f_0 und somit die durch eine eventuelle Fehlanpassung entstehenden Verluste werden durch \underline{Z}_A dargestellt. \underline{Z}_T beschreibt hingegen in dem Zusammenhang die Leitungs- und Schaltungsimpedanz des Transponders. Die Impedanz \underline{Z}_M wird abhängig vom Rohdatensignal $d_T(t)$ zur Modulation geschaltet.

Je nach Wahl der Impedanz \underline{Z}_M kann mit der Backscatter-Modulation eine Amplituden-Modulation (AM) und Phasen-Modulation (PM) wie in [OL10], aber auch eine Quadratur-Amplituden-Modulation (QAM) wie in [TR10, TWTR12, BK12] realisiert werden.

Durch die Backscatter-Modulation wird das am Transponder empfangene Signal $\underline{s}_{TE}(t)$ somit unabhängig von der Form bzw. der Modulationsart von $\underline{s}_{TE}(t)$ reflektiert. Die zusätzliche PSK-Modulation des Trägersignals hat folglich auf die Backscatter-Modulation keinen Einfluss.

Der Einfluss des PSK-modulierten Trägeranteils wird hingegen bei der Betrachtung des an der Basisstation empfangenen Signals $\underline{s}_{BE}(t)$ deutlich. Das Signal $\underline{s}_{BE}(t)$ setzt sich aus der Freiraumdämpfung und dem additiv überlagertem Rauschen des Rückkanals entsprechend (3.6) zusammen.

$$\underline{s}_{BE}(t) = \left(\underline{s}_{TS}(t) + \underline{n}_0(t) \right) \cdot a_f. \quad (3.6)$$

Wird die Übertragungsrate des Transponders f_T kleiner als die halbe Bandbreite des Trägersignals $B_M/2$ gewählt, resultiert eine Charakteristik für $\underline{s}_{BE}(t)$, bei der das Transpondersignal im Frequenzband des Trägersignals liegt. Exemplarisch ist dies in Abbildung 3.3 skizziert.

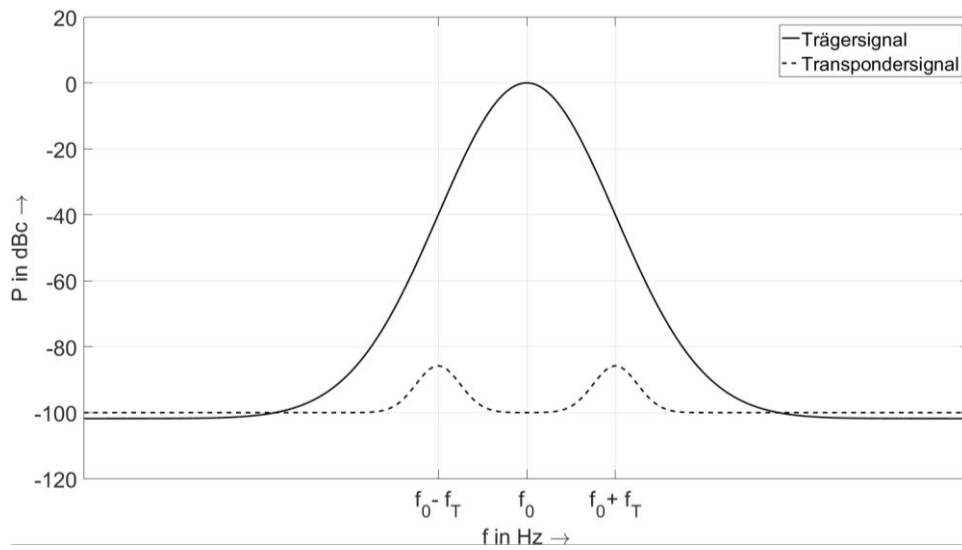


Abbildung 3.3: Frequenzspektrum des Inband-RFID-Ansatzes am Empfängereingang der Basisstation.

In Standard-RFID-Systemen kann ein Transpondersignal, das wie in Abbildung 3.3 an der Basisstation empfangen wird, nicht detektiert, separiert und demoduliert werden. Deswegen ist in konventionellen Backscatter-Systemen die Übertragungsrate des Transponders f_T größer als $B_M/2$, sodass das Transpondersignal rechts und links neben dem Trägersignal liegt, wie in Abbildung 3.4 skizziert. Bei dem in Abbildung 3.4 dargestellten Fall stellt das Amplitudenverhältnis zwischen Transponder- und Trägersignal beim Empfangen eines Transpondersignals ein Problem dar. Wie bereits in Abschnitt 2.1.3 beschrieben, ist zudem der Abstand im Frequenzbereich zwischen dem Transpondersignal und dem Trägersignal im Frequenzbereich problematisch.

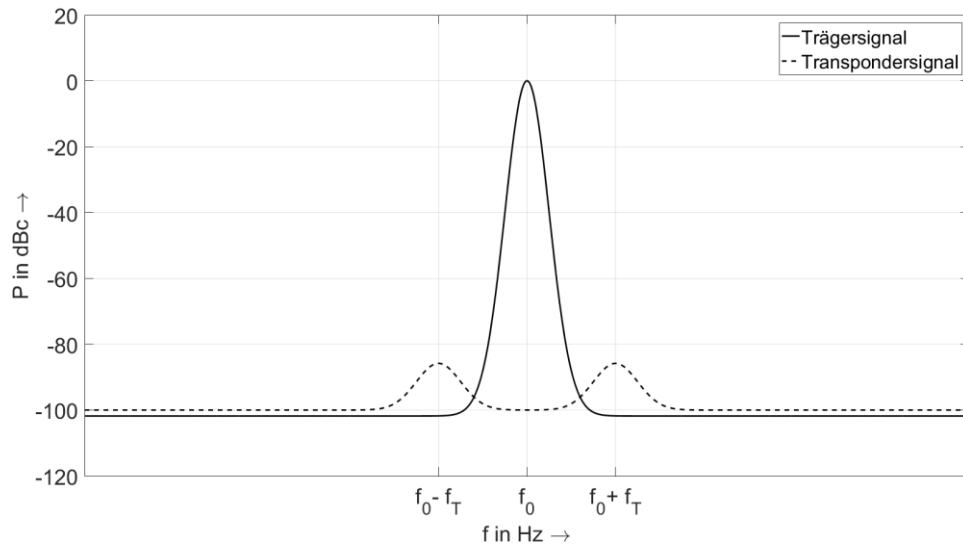


Abbildung 3.4: Frequenzspektrum am Empfängereingang der Basisstation in Standard-RFID-Systemen.

Um die beschriebene Problematik zu umgehen wird die Backscatter-Modulation mit Hilfsträger eingesetzt. Das bei der Backscatter-Modulation mit Hilfsträger resultierende Frequenzspektrum ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

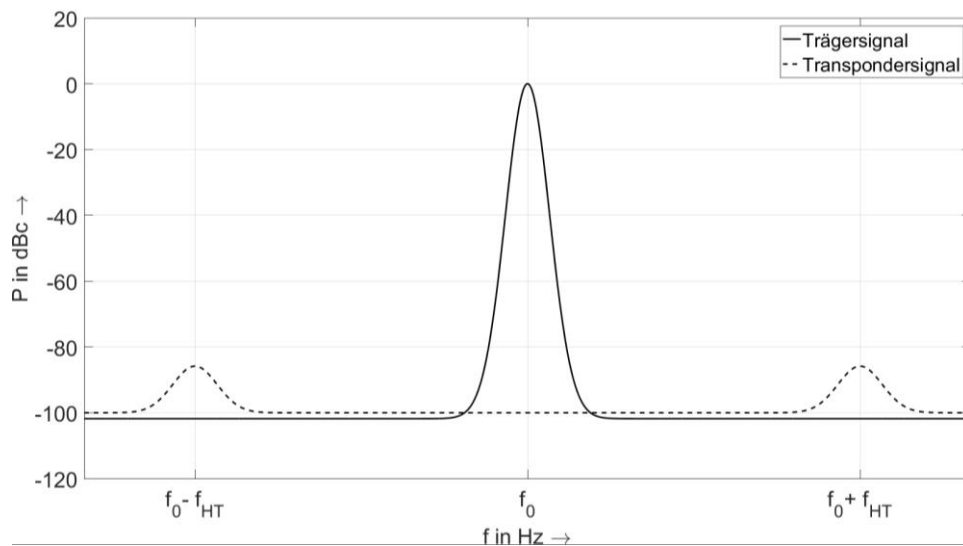


Abbildung 3.5: Frequenzspektrum am Empfängereingang der Basisstation in Standard-RFID-Systemen mit Hilfsträger.

Wie die Abbildung 3.5 darstellt, wird das Transpondersignal bei der Backscatter-Modulation mit Hilfsträger im Frequenzbereich so verschoben, dass eine Filterung und Verstärkung mittels LNA möglich ist. Die Verschiebung des Transpondersignals im Frequenzbereich wird erzielt, indem das Rohdatensignal $d_T(t)$ mit einem Signal der Frequenz f_{HT} multipliziert wird. Das Prinzip ist entsprechend in Abbildung 3.6 dargestellt.

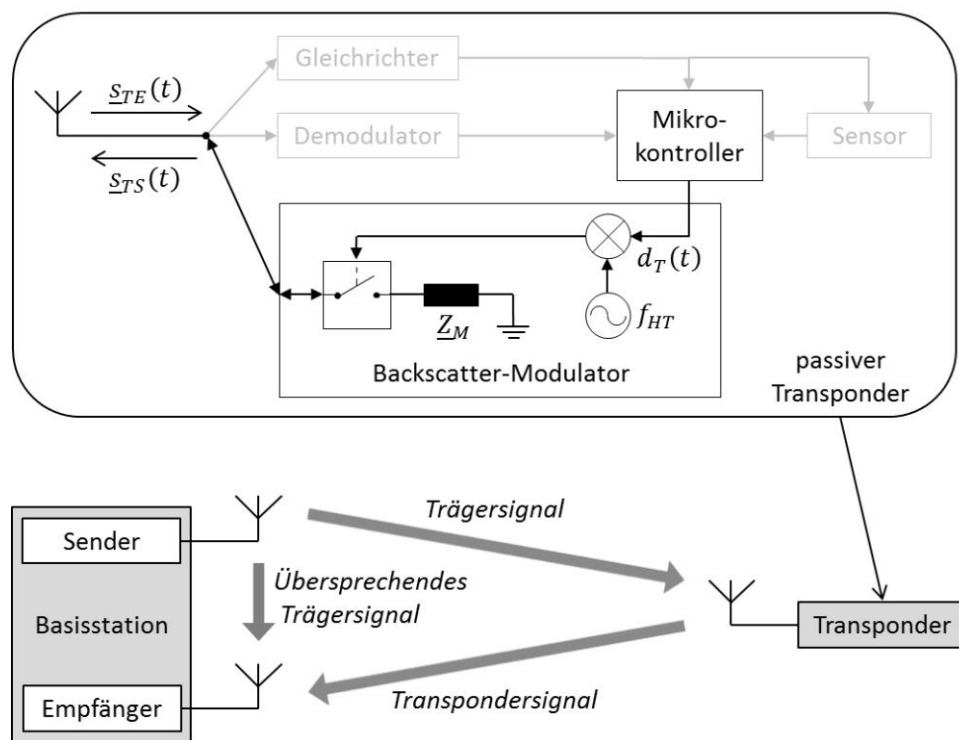


Abbildung 3.6: Prinzip der Backscatter-Modulation mit Hilfsträger.

Der resultieren Signalverlauf der Rohdaten mit Hilfsträger ist in Abbildung 3.7 skizziert.

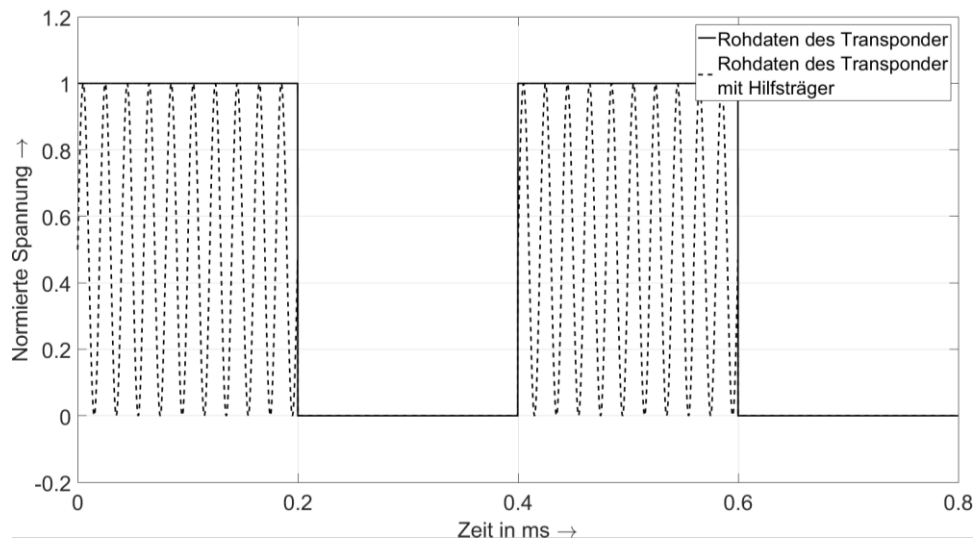


Abbildung 3.7: Transponderdatensignal bei Verwendung eines Hilfsträgers.

Eine weitere Methode, den in Abbildung 3.7 skizzierten Einfluss eines Hilfsträgers zu generieren, bietet die Miller-Kodierung. Die Kodierung der Rohdaten erfolgt entsprechend Abbildung 3.8 *a)* und ist nicht mit der in Abbildung 3.8 *b)* dargestellten FM0-Kodierung zu verwechseln. Im Vergleich zur Miller-Kodierung enthält bei der FM0-Kodierung die logische Null eine Flanke, nicht die logische Eins. Zudem wird bei der logischen Null der FM0-Kodierung im Gegensatz zur logischen Eins der Miller-Kodierung vor dem Symbol ein Pegelwechsel erzeugt.

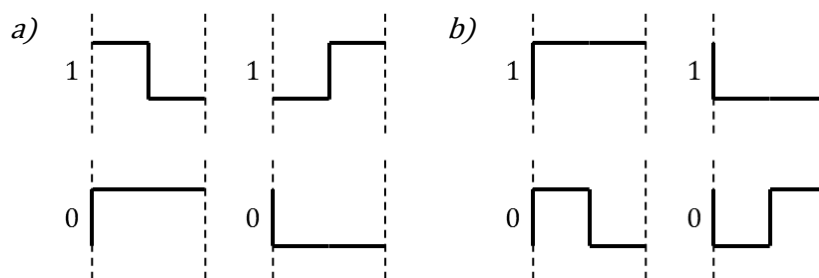


Abbildung 3.8: Die Symbole der Miller-Kodierung in *a)* und die Symbole der FM0-Kodierung in *b)*.

Das Miller-kodierte Signal wird durch die Multiplikation des Miller-kodierten Rohdatenstroms mit dem Hilfsträger erzeugt [Fin15]. Der Hilfsträger wird mit M als Vielfaches der Bitrate des Miller-kodierten Rohdatensignals angegeben. Gängig sind Hilfsträger von $M = 2$, $M = 4$ und $M = 8$ [Fin15]. Exemplarisch ist dies für ein Rohdatensignal von 0011 und einen Hilfsträger von $M = 2$ in Abbildung 3.9 dargestellt.

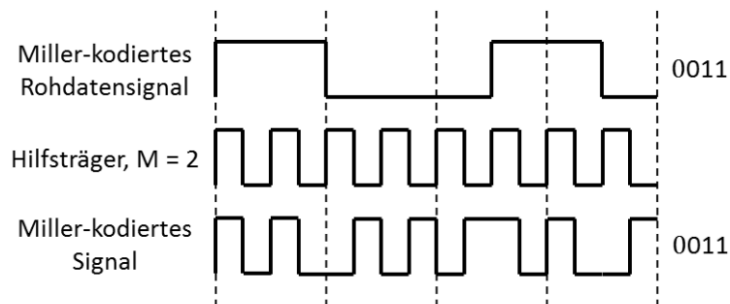


Abbildung 3.9: Miller-Kodierung am Beispiel eines Rohdatensignals von 0011 und eines Hilfsträgers von $M = 2$ [Fin15].

Wie in Abbildung 3.9 dargestellt steigt die vom Transponder zu übertragende Symbolrate durch die Miller-Kodierung an. Aufgrund der größeren zu übertragenden Datenmenge steigt der Energiebedarf des Transponders.

3.3 Inband-RFID-Empfänger

Bei der Inband-RFID-Kommunikation wird vom Transmitter der Basisstation, ein ASK/PSK-moduliertes Trägersignal abgestrahlt. Mit dem ASK-Anteil des Trägersignals wird die Datenübertragung zum Transponder realisiert. Das am Transponder einfallende Trägersignal wird kontinuierlich, entsprechend der in Abschnitt 3.2 beschriebenen Backscatter-Modulation, um den Reflexionsfaktor variiert und zur Basisstation zurück gesendet. Die Phaseninformation des PSK-Anteils des Trägersignals bleibt bei der Backscatter-Modulation erhalten. Um das Transpondersignals in der Basisstation detektieren und demodulieren zu können, muss zunächst das Trägersignal unterdrückt werden. Für die im

Rahmen des Inband-RFID-Ansatzes entwickelte und untersuchte digitale Trägerunterdrückung muss der PSK-modulierte Anteil des Empfangssignals zunächst Frequenz und Zeit synchronisiert werden. Die Frequenz- und Zeit-Synchronisation erfolgt identisch wie bei einer konventionellen Punkt-zu-Punkt-Kommunikation mit einem PSK-modulierten Signal. Nach der Frequenz- und Zeit-Synchronisation wird das Empfangssignal anhand der Phase mit dem Sendesignal synchronisiert. Dabei kann das Sendesignal, aufgrund des als Signalquelle eingesetzten Pseudozufallsbitgenerators (PRBG), in einem räumlich getrennten Empfänger identisch nachgebildet werden [Fi97]. Nach der Synchronisation des Empfangssignals und des Sendesignals anhand der Phase werden die beiden Signale verrechnet, sodass das Transpondersignal resultiert. Entsprechend des Ansatzes muss der PSK-Signalanteil somit nicht demoduliert werden. Um die Stabilität des Empfängers zu beurteilen kann der PSK-Signalanteil dennoch demoduliert und die Bitfehlerrate („Bit Error Rate“, BER) gemessen werden.

Im weiteren Verlauf dieses Abschnittes wird die dem Inband-RFID-Ansatz zugrundeliegende Kommunikationsstrecke beschrieben, die zur Frequenz- und Zeit-Synchronisation des PSK-modulierten Trägeranteils notwendig ist. Bei der Beschreibung dieser Kommunikationsstrecke wird der Transponder bzw. das Transpondersignal zunächst vernachlässigt. Die zuerst betrachtete Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke kann Abbildung 3.10 entnommen werden. Für die Regelung Takt- und Trägersynchronisation sowie die Amplitudenregelung werden im Rahmen der Arbeit kein vorwärtsgeregeltes, auf Schätzverfahren basierendes System, sondern ein geschlossener Regelkreis verwendet. Der Grund ist dass sie in der Berechnung aufwändiger sind und dementsprechend in der Praxis nicht so weit verbreitet sind wie geschlossene Regelschleifen [Hö12, Me14]. Des Weiteren werden ausschließlich nicht-datengestützte Verfahren betrachtet und nicht solche, die datengestützt mit Trainingssequenzen arbeiten. Durch die Trainingssequenzen wird die zu übertragene Datenmenge größer, welches wiederum zu einem höheren Energieverbrauch am Transponder führen würde.

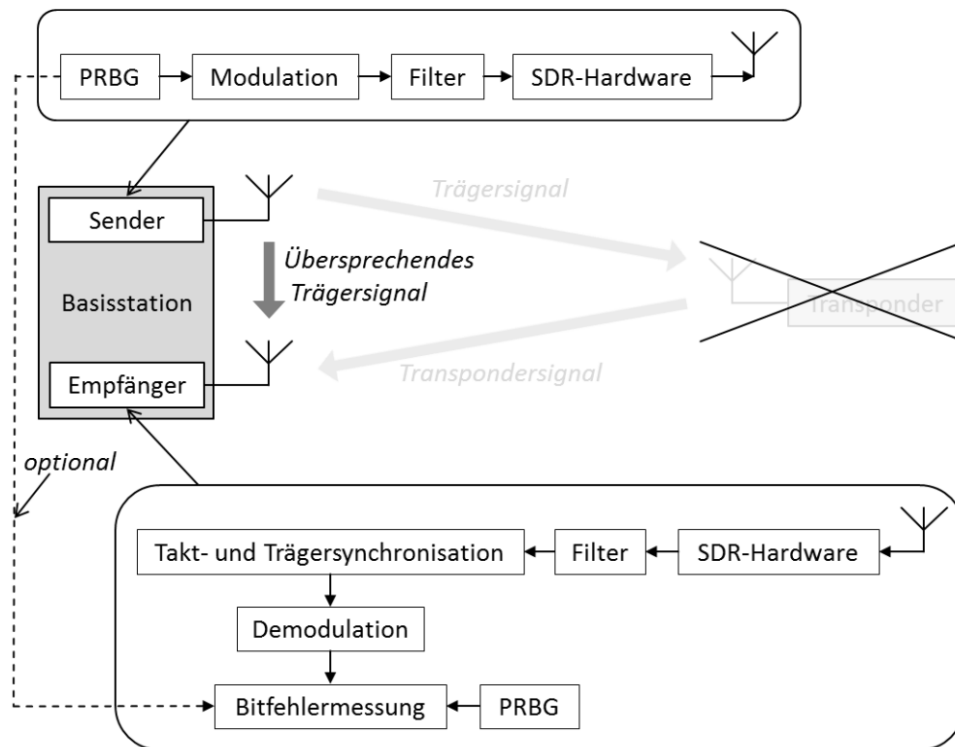


Abbildung 3.10: Blockschaltbild der Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke, wie sie der digitalen Trägerunterdrückung zugrunde liegt.

Bei der im Blockschaltbild dargestellten Kommunikationsstrecke wird der Datenstrom des als Signalquelle eingezeichneten PRBGs zunächst moduliert, wobei es sich entsprechend des Ansatzes um eine PSK-Modulation handelt. Nach der Modulation folgt die Bandbegrenzung des Sendesignals mittels WRRC-Filter, welche notwendig ist, um das Übersprechen des Funksignals in benachbarte Funkkanäle zu verhindern. Der Sendefilter ist so ausgelegt, dass er in Kombination mit dem empfängerseitigen WRRC-Filter die Entwurfsbedingung der Matched-Filterung erfüllt, sodass das SNR des Empfangssignals maximiert wird. Nach dem empfängerseitigen WRRC-Filter folgt eine automatische Amplitudenregelung („Automatic Gain Control“, AGC), die das Empfangssignal auf ein definiertes Amplitudenniveau regelt. Das geregelte Amplitudenniveau ist für die Regelung der folgende Takt- und Trägersynchronisation hilfreich. Die Takt- und Trägersynchronisation wird in der Kommunikationsstrecke benötigt, um einen auftretenden Frequenzoffset zu

kompensieren und den für die darauffolgende Demodulation idealen Abtastwert zu ermitteln, sodass das Empfangssignal möglichst fehlerfrei demoduliert werden kann. Ein Frequenzoffset kann zum Beispiel aufgrund von zwei unterschiedlichen Oszillatoren, die zum Hochmischen im Sendepfad und Runtermischen im Empfangspfad verwendet werden, auftreten. Die zuvor herbei geführte Überabtastung des Empfangssignals wird mittels Takt-Synchronisation kompensiert, sodass ein Abtastwert pro Symbol an den Demodulator ausgegeben wird. Nach der Demodulation kann mit einem Referenzsignal, welches identisch zum Signal der sendeseitigen PRGB-Quelle ist, die während der Übertragung aufgetretene Bitfehlerrate ermittelt werden. Die einzelnen Blöcke der Kommunikationsstrecke werden im Weiteren detailliert betrachtet.

3.3.1 Matched-Filterung

In Kommunikationssystemen wird die Matched-Filterung eingesetzt um das SNR zu maximieren und so das Datensignal im additiv gestörten Empfangssignal optimal detektieren zu können [KK01]. Um die Matched-Filterung zu erzielen wird im Empfänger ein Filter mit der Impulsantwort $g_{BE}(t)$ eingesetzt. Gefaltet mit der Impulsantwort $g_{BS}(t)$ des Sendefilters ergibt sich die Gesamtimpulsantwort $g(t)$ [Ka11]. Die Gesamtimpulsantwort $g(t)$ muss die Nyquist-Bedingung erfüllen, sodass es durch die Matched-Filterung zu keinem Übersprechen zwischen den einzelnen Symbolen kommt (3.7) [Ka11].

$$g(k \cdot T_A) = \begin{cases} 1 & \text{für } k = 0 \\ 0 & \text{für } k \neq 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Weiter ist der Sendefilter $g_{BS}(t)$ in einem Funksystem zwingend erforderlich, um die Bandbreite des zu übertragenden Signals zu begrenzen und ein Übersprechen in andere Funkkanäle zu verhindern. Um mit dem Sendefilter $g_{BS}(t)$ und dem Empfangsfilter $g_{BE}(t)$ das maximale SNR zu erhalten, muss die Impulsantwort des Sendefilters $g_{BS}(t)$ gleich der zeitgespielten Impulsantwort

des Empfangsfilters $g_{BE}(t)$ sein (3.8) [Ka11]. K stellt in (3.8) einen beliebigen Faktor dar.

$$g_{BE}(\tau) = K \cdot g_{BS}(T_S - \tau) \quad (3.8)$$

In der Praxis wird als Senderfilter vielfach der Kosinus-Roll-Off-Filter („Rasied-Cosine“, RC) eingesetzt [Ka11], bei dem in Abhängigkeit von r die Flankensteilheit des Filters im spektralen Bereich beschrieben wird. In Abbildung 3.11 ist die Übertragungsfunktion $H_{RC}(f)$ des RC-Filters im Frequenzbereich für verschiedene Roll-Off-Faktoren r abgebildet.

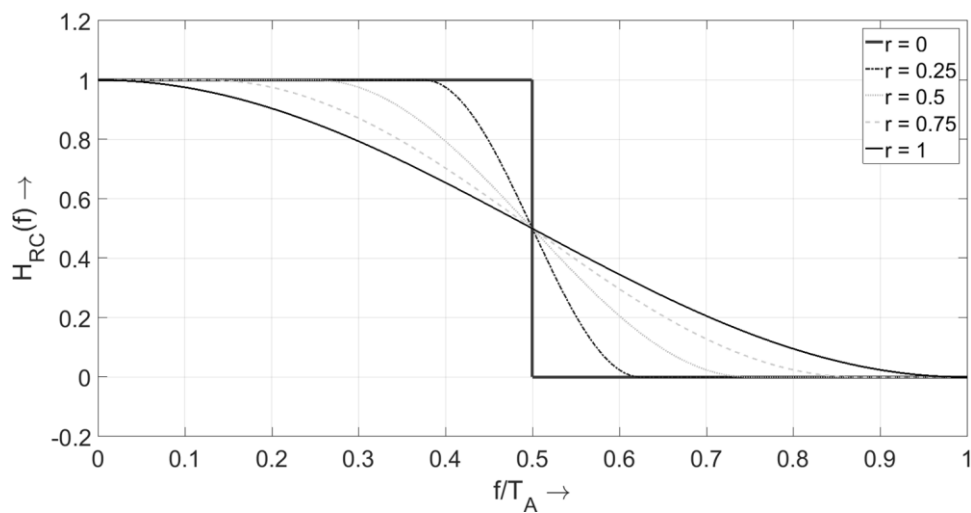


Abbildung 3.11: RC-Filter Übertragungsfunktion im Frequenzbereich für verschiedene Roll-Off-Faktoren r .

Die Übertragungsfunktion $h_{RC}(t)$ des RC-Filters im Zeitbereich kann Abbildung 3.12 für verschiedene Roll-Off-Faktoren r entnommen werden.

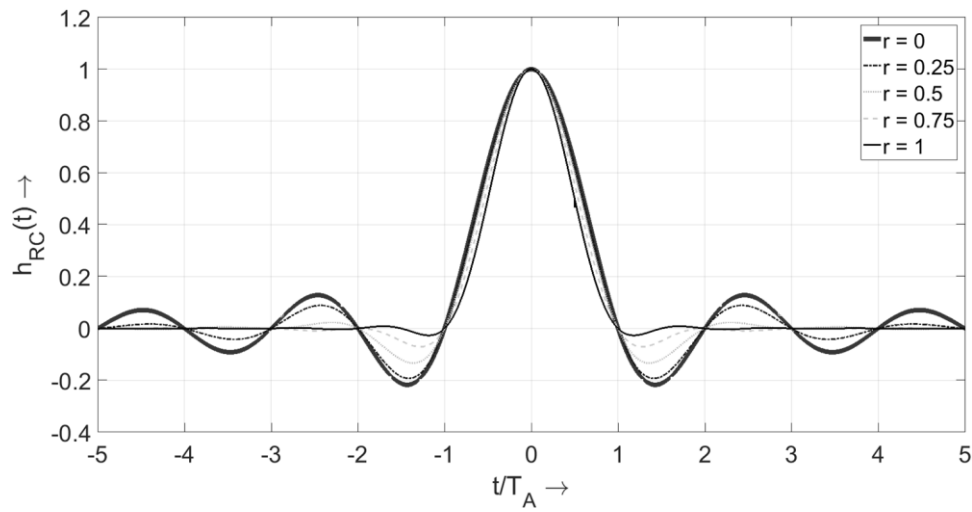


Abbildung 3.12: RC-Filter Übertragungsfunktion im Zeitbereich für verschiedene Roll-Off-Faktoren r .

Soll der RC-Filter als Matched-Filter verwendet werden, muss entsprechend der Matched-Filter-Bedingung als Sende- und Empfangsfilter ein Wurzel-Kosinus-Roll-Off-Filter („Root-Raised-Cosine“, RRC) verwendet werden.

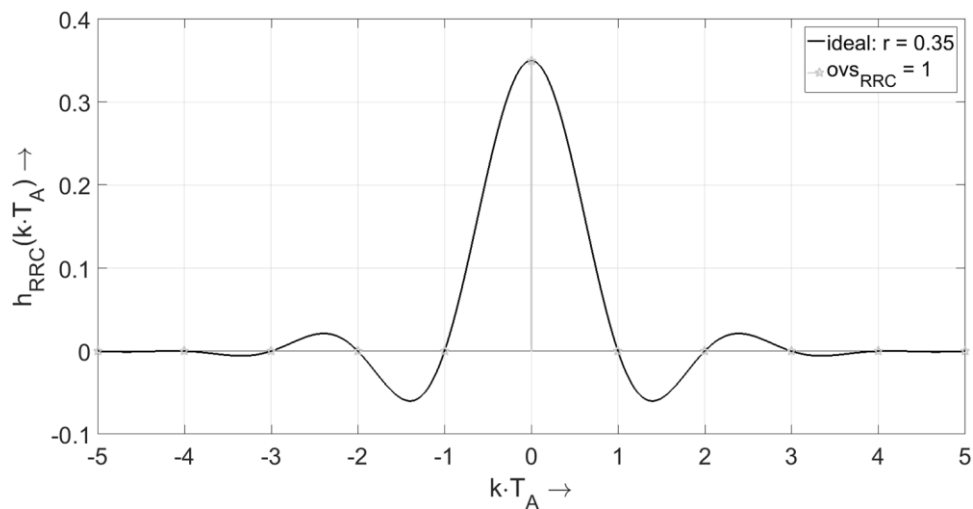


Abbildung 3.13: RRC-Filter Übertragungsfunktion im Zeitbereich mit $r = 0.35$ ohne Überabtastung.

Da die verwendeten Filterstrukturen digital sind, muss die Überabtastung ovs_{RRC} („Oversampling“, OVS) im Zusammenhang mit der Impulsformung

berücksichtigt werden. Der Zusammenhang von Überabtastung und zeitlicher Impulsformung kann Abbildung 3.13 und Abbildung 3.14 entnommen werden. Welche Überabtastung hinreichend ist, muss in diesem Zusammenhang ermittelt werden.

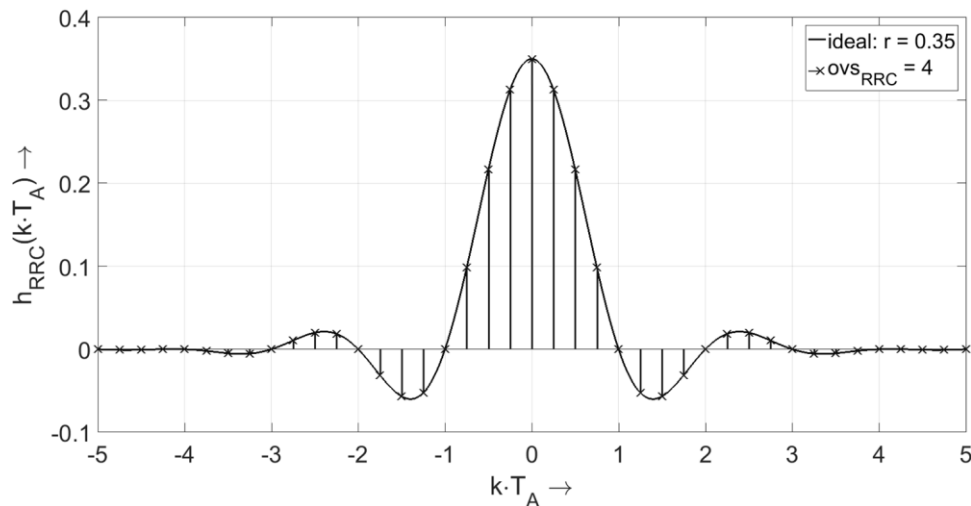


Abbildung 3.14: RRC-Filter Übertragungsfunktion im Zeitbereich mit $r = 0.35$ mit vierfacher Überabtastung.

3.3.2 Amplitudenregelung

Damit die Träger-, Takt- und Datenstrom-Synchronisationen optimal regeln, muss zunächst die Amplitude des Empfangssignals so eingestellt werden, dass das Signal über den vollen Wertebereich angesteuert wird. Standardmäßig wird hierfür ein geschlossener Regelkreis verwendet, der automatisch das Amplitudenniveau regelt [Ly10].

Wird das Empfangssignal vor der Adaption durch die Synchronisationsverfahren nicht von einer AGC geregelt, kann der Ausgangswert der einzelnen Detektoren um ein Vielfaches kleiner ausfallen. Wenn die Ausgangswerte der Detektoren um ein Vielfaches kleiner sind, ist die Adaptionsschrittweite der Synchronisationsverfahren ebenfalls wesentlich kleiner. Aufgrund der kleineren Adaptionsschrittweite konvergieren die Synchronisationsverfahren langsamer oder eventuell überhaupt nicht.

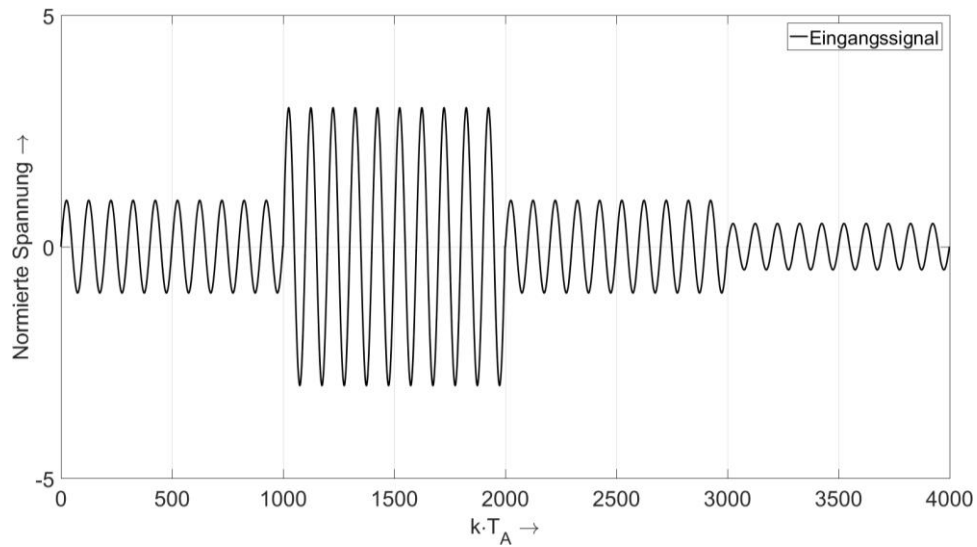


Abbildung 3.15: AGC Eingangs-/Referenzsignal nach [Ly10].

Abbildung 3.15 stellt das für die beiden folgenden Regelungen zugrunde liegende Eingangssignal dar.

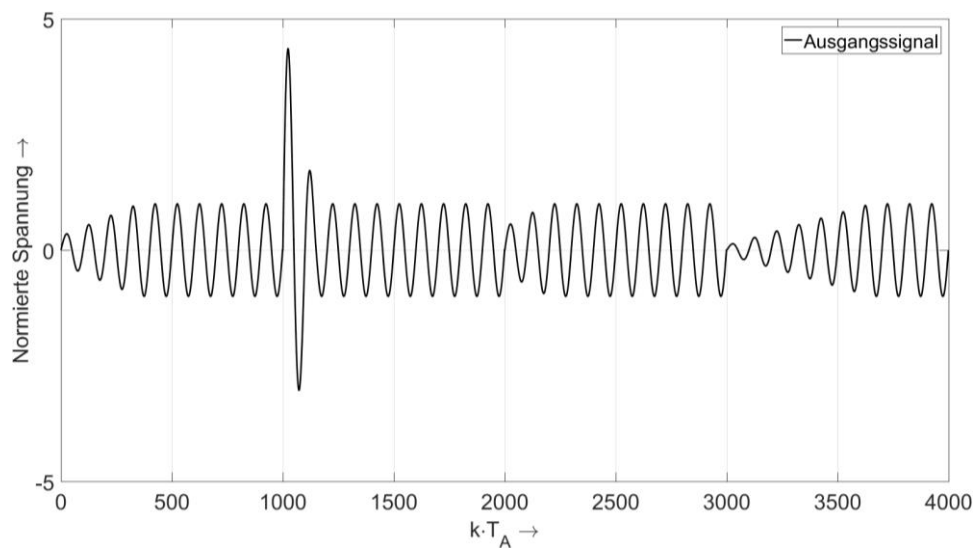


Abbildung 3.16: Lineare AGC Regelung nach [Ly10].

Die Regelung des Amplitudenniveaus, entsprechend dem in Abbildung 3.15 dargestellten Eingangssignal, kann linear wie in Abbildung 3.16 oder logarithmisch wie in Abbildung 3.17 dargestellt erfolgen.

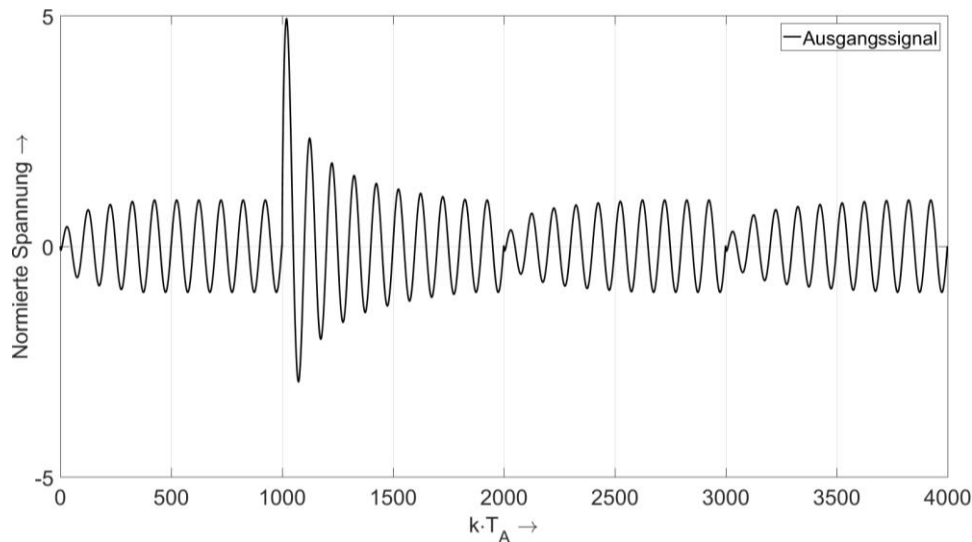


Abbildung 3.17: Logarithmische AGC Regelung nach [Ly10].

3.3.3 Träger-Synchronisation

Als Träger-Synchronisationsverfahren ist der Sari-Detektor ausgewählt worden, welcher speziell für Quadraturamplituden („Quadrature Amplitude Modulation“, QAM) und PSK- sowie differentiell modulierte Signale entwickelt wurde [SM88, Me14, SMBG16].

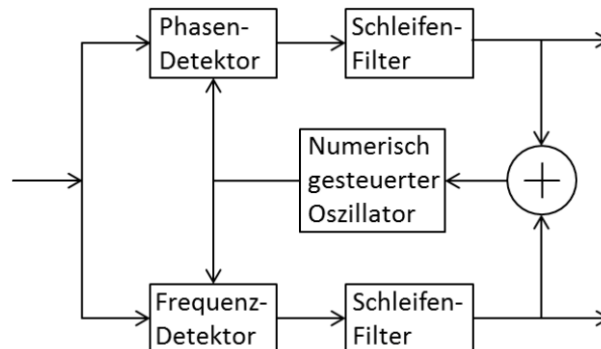


Abbildung 3.18: Blockschaltbild eines Phasen-Frequenz-Detektors (PFD) nach [SM88]

Der Sari-Detektor ist kein ausschließlicher Phasen-Detektor (PD) oder Frequenz-Detektor (FD), sondern ein kombinierter Phasen-Frequenz-Detektor (PFD), wie in Abbildung 3.18 dargestellt. [SM88, SMBG16]. Wobei ein PD, unter der Verwendung einer bestimmten Struktur, in einen FD überführt werden kann [SM88]. Das entsprechende Blockschaltbild eines solchen Detektors ist Abbildung 3.19 zu entnehmen.

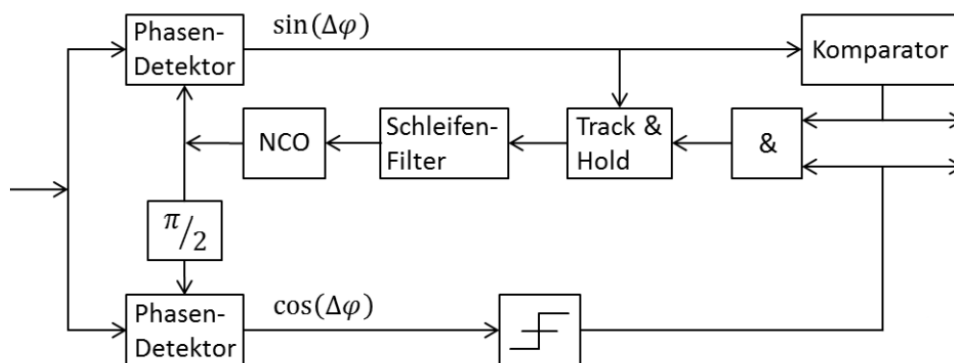


Abbildung 3.19: Blockschaltbild Sari-Detektor nach [SM88]

Wie Abbildung 3.19 deutlich macht, werden zwei PD's verwendet, sodass die Struktur vom auftretenden Phasenfehler $\Delta\varphi$ abhängt. Aufgrund der PFD Charakteristik muss der Phasenfehler $\Delta\varphi$ zudem vom Frequenzfehler Δf_0 abhängen. In [SM88] ist der Phasenfehler $\Delta\varphi$ wie folgt definiert:

$$\Delta\varphi(k) = \Delta f_0 \cdot 2 \cdot \pi \cdot k + \Delta\varphi(0). \quad (3.9)$$

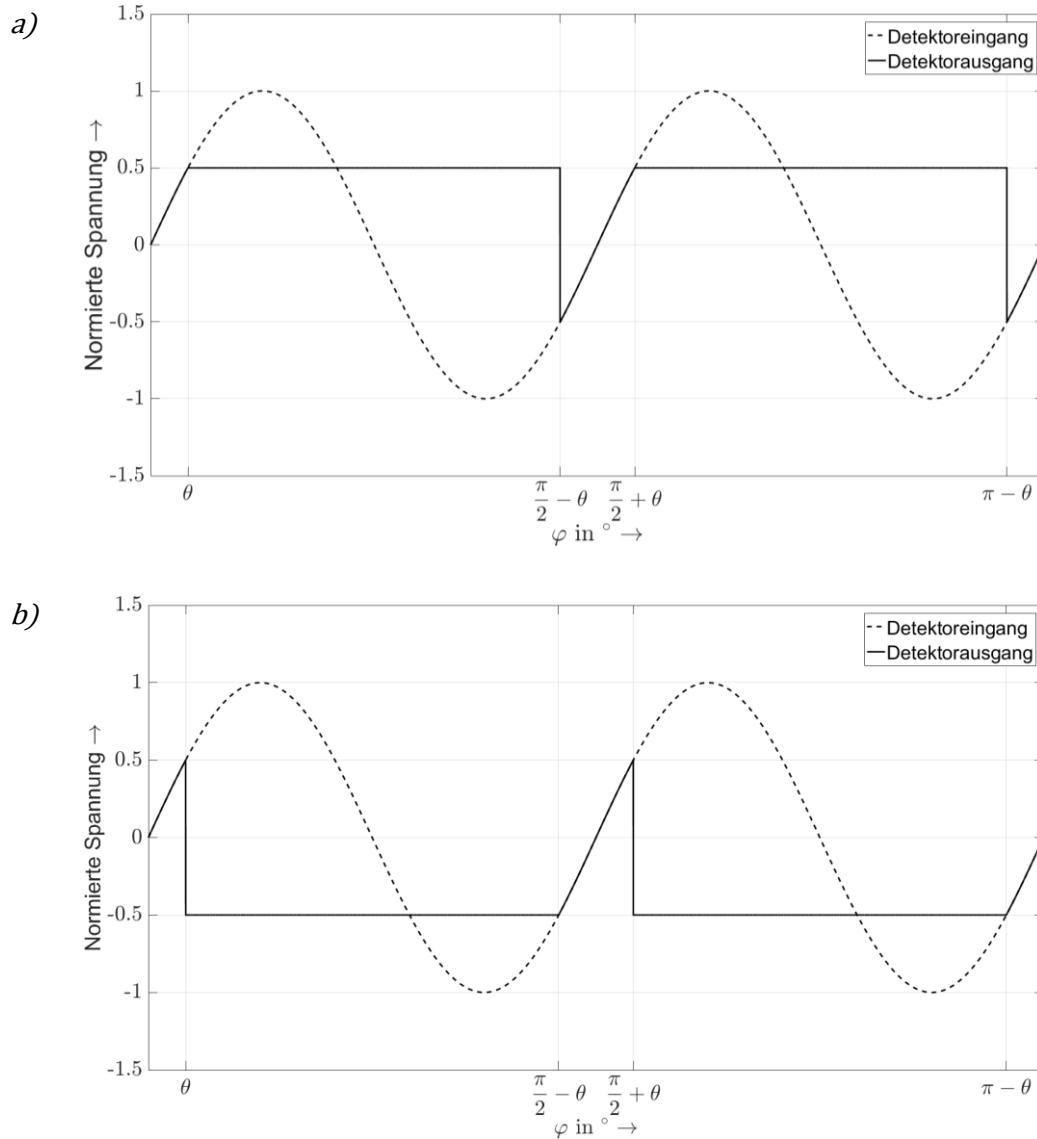


Abbildung 3.20: Ausgangswerte des Sari-Detektors für ein zeitlich vorauseilendes Eingangssignal in a) und ein zeitlich nacheilendes Eingangssignal in b).

Abhängig vom resultierenden Phasenfehler $\Delta\varphi$ wird mittels „Track & Hold“-Glied zwischen zwei Zuständen umgeschaltet. Im Akquisitionszustand agiert der Sari-Detektor als FD und im Gleichgewichtszustand beschreibt die

Funktionscharakteristik einen PD, sodass hier die Takt-Synchronisation ausgeführt wird. Die Eigenschaft der beiden Zustände kann anhand der Abbildung 3.20 nachvollzogen werden. In Abbildung 3.20 a ist der Detektorausgang in Form des „Track & Hold“-Ausgangs für einen positiven Frequenzoffset skizziert. Für einen negativen Frequenzoffset ist der „Track & Hold“-Ausgang in Abbildung 3.20 b dargestellt. Die Umschaltung zwischen den beiden Zuständen erfolgt, wie Abbildung 3.20 darstellt, in Abhängigkeit von θ (3.10) [SM88].

$$\left| \Delta\varphi(k) - k \cdot \frac{\pi}{2} \right| < \theta \quad \text{für } \theta < \frac{\pi}{4} \quad (3.10)$$

In Abhängigkeit der Sari-Schwelle θ kann somit die Charakteristik der Träger-Synchronisation variiert werden, wie aus Abbildung 3.21 ersichtlich ist.

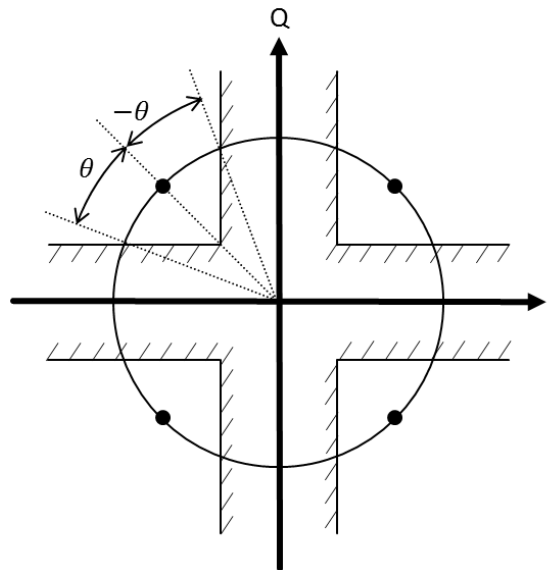


Abbildung 3.21: PFD Konstruktion für die Träger-Synchronisation

Eine weitere Besonderheit des Sari-Detektors ist, dass aufgrund der quadratischen Struktur des IQ-Diagramms ausschließlich die diagonalen Konstellationspunkte zur Adaption durch den PFD verwendet werden [SM88]. Diese Besonderheit ist in Bezug auf höherwertigere Modulationsverfahren

interessant, siehe hierzu Abbildung 3.21. Wie Abbildung 3.22 exemplarisch wiedergibt, muss nicht jeder Konstellationspunkt auf den Diagonalen zur Adaption verwendet werden [SM88].

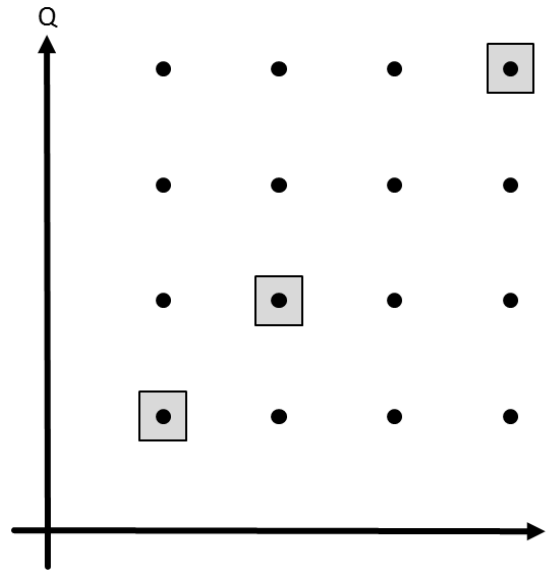


Abbildung 3.22: Erster Quadrant eines 64QAM-modulierten Signals im IQ-Diagramm nach [SM88].

Im Folgenden werden die betrachteten Verfahren zur Takt-Synchronisation vorgestellt.

3.3.4 Takt-Synchronisation

In den meisten Fachbüchern und wissenschaftlichen Veröffentlichungen werden im Zusammenhang mit der Takt-Regelung von PSK-Signalen der „Early-Late“-Detektor (ELD) nach [Sk88] und der Gardner-Detektor (GD) nach [Ga86] genannt.

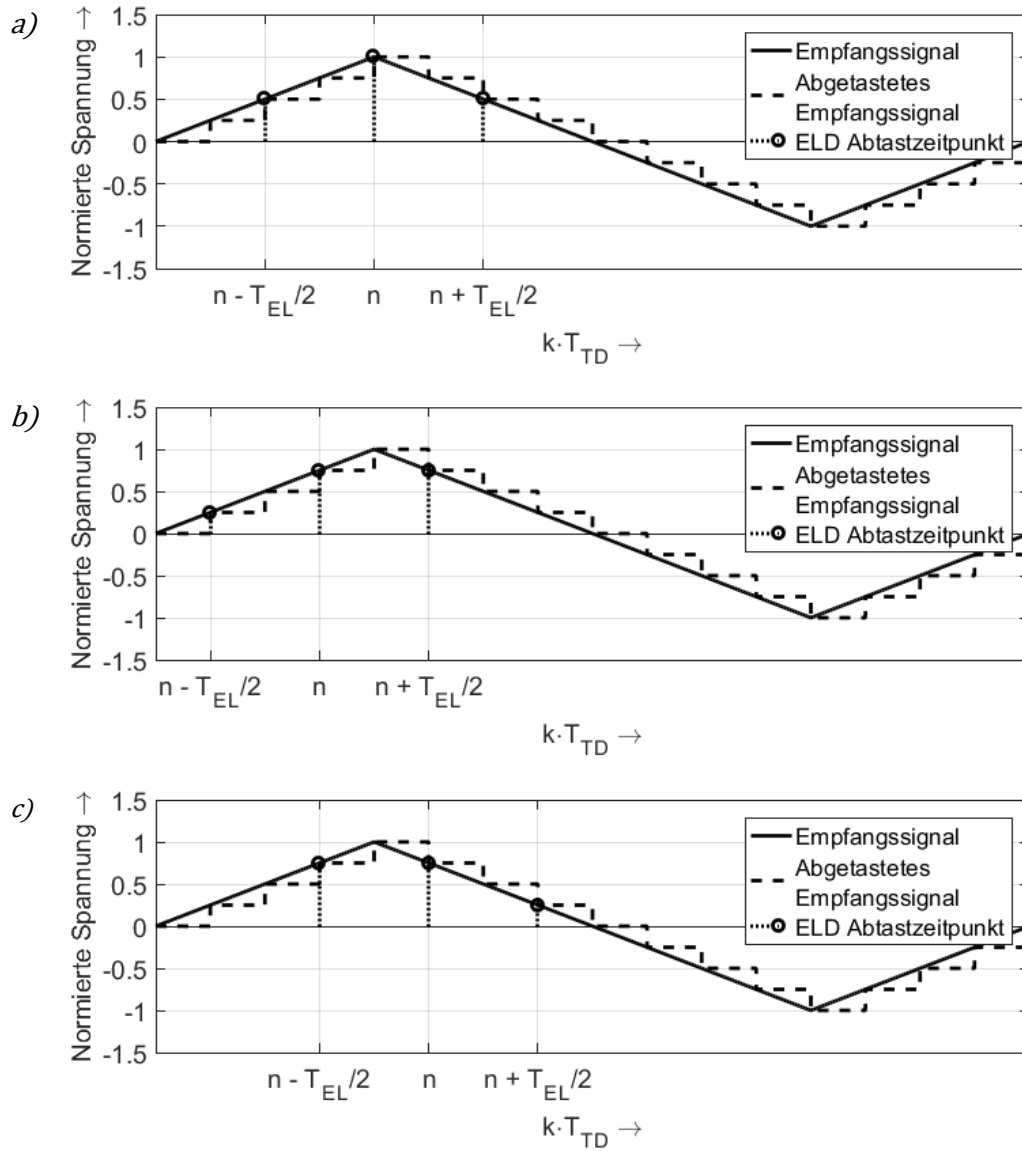


Abbildung 3.23: „Early-Late“-Detektor Abtastzeitpunkte, für ein ideale Abtastung in a), eine zeitlich nachteilige Abtastung in b) und eine zeitlich voreilende Abtastung in c).

Der ELD benötigt drei Samples pro Symbolperiode T_S , um den Taktfehler $e_{ELD}(k)$ zu ermitteln. Zunächst müssen die Taktfehler des Real- und Imaginärteils entsprechend der folgenden Definition (3.11) separat bestimmt werden.

$$e_{ELR/I}(k) = r_{TD}(n) \cdot (r_{TD}(n + T_{EL}) - r_{TD}(n - T_{EL})) \quad (3.11)$$

Nach der separaten Berechnung der Taktfehler $e_{ELR/I}(k)$ des Real- und Imaginärteils werden diese summiert, um den skalaren Gesamtfehler $e_{ELD}(k)$ zu erhalten (3.12).

$$e_{ELD}(k) = e_{ELR}(k) + e_{ELI}(k) \quad (3.12)$$

Wenn $T_{EL} = T_S/2$ gesetzt und das Vorzeichen des Gesamtfehlers $e_{ELD}(k)$ gewechselt wird, kann der ELD in den GD überführt werden [MD97, Me14]. Aus der Überführung geht hervor, dass der GD lediglich zwei Samples pro Symbolperiode T_S zur Taktfehlerberechnung benötigt (3.13). Die Überführung ist folglich sinnvoll, um den Rechenaufwand zu reduzieren, was durch die geringere Überabtastung erreicht wird. Wie beim ELD erfolgt auch hier die Berechnung des Imaginär- und Realteils getrennt voneinander. Somit ergibt sich der Gesamtfehler wiederum aus der Summe der Einzelfehler (3.14).

$$e_{GR/I}(k) = r_{TD}(n) \cdot \left(r_{TD}\left(n + \frac{T_S}{2}\right) - r_{TD}\left(n - \frac{T_S}{2}\right) \right) \quad (3.13)$$

$$e_{GD}(k) = e_{GR}(k) + e_{GI}(k) \quad (3.14)$$

Diese Überführung kann anhand von Abbildung 3.23 und Abbildung 3.24 nachvollzogen werden. Wie den Abbildungen ebenfalls zu entnehmen ist, ist die Zeit ΔT zwischen den einzelnen Samples für $e_{ELD}(k)$ bzw. $e_{GD}(k)$ identisch. Für die beiden Verfahren ergibt sich der Zusammenhang aus Gleichung (3.15).

$$e_{GD/ELD}(k) \begin{cases} > 0 : & \Delta T(k+1) < \Delta T(k) \\ = 0 : & \Delta T(k+1) = \Delta T(k) \\ < 0 : & \Delta T(k+1) > \Delta T(k) \end{cases} \quad \text{mit } 2 \cdot \Delta T(k) = T_S \quad (3.15)$$

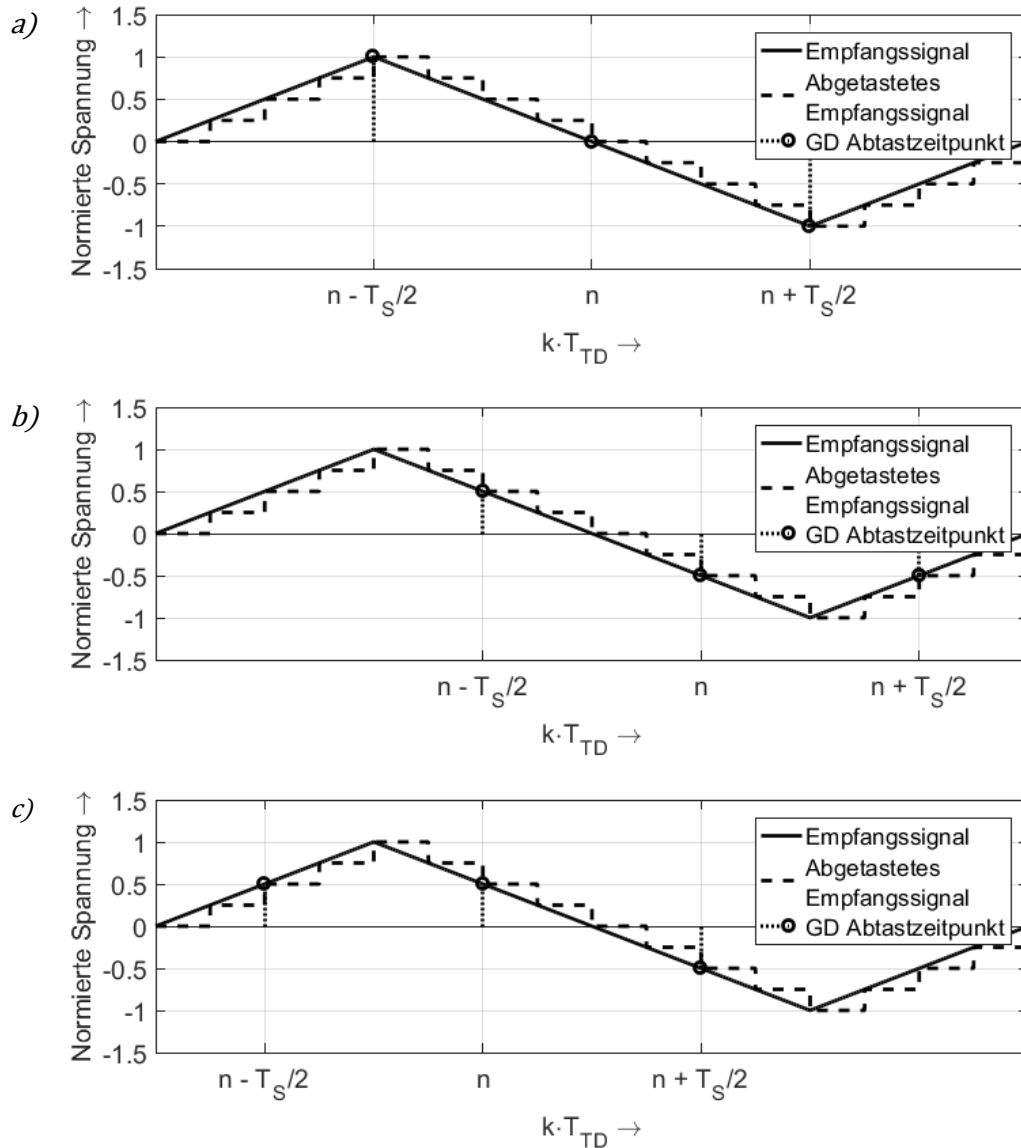


Abbildung 3.24: Gardner-Detektor Abtastzeitpunkte, für eine ideale Abtastung in *a*), eine zeitlich nacheilende Abtastung in *b*) und eine zeitlich voreilende Abtastung in *c*).

Die in Abbildung 3.23 und Abbildung 3.24 dargestellte Dreieck-Signalforn ist speziell für die Fehlerbrechung und Regelung in solchen Synchronisationsverfahren, da der ermittelte Fehler linear zum realen Fehler verläuft. Daher werden entsprechende Systeme in der Literatur häufig unter Verwendung eines Dreieck-Signals beschrieben [Me98, Pr01, Ly10, Sm97, Ka11].

3.4 Trägerunterdrückung

Wie in Unterabschnitt 2.1.4 bereits beschrieben, soll das Trägersignal neben der ASK-Modulation zusätzlich PSK-moduliert werden. Die zusätzliche PSK-Modulation erfolgt in Abhängigkeit einer Pseudozufallsbitfolge („Pseudo-Random-Bit-Sequence“, PRBS). Durch die Backscatter-Modulation wird die PSK-modulierte PRBS an der Basisstation empfangen. Aufgrund der PRBS Charakteristik kann in einem separaten Empfänger ein identischer PRBS erzeugt werden, sodass dieser Empfänger die empfangene PRBS kennt. Da die Quelle der PRBS fest in Sender und Empfänger implementiert ist, kann die PRBS als Schlüssel betrachtet werden. Wenn der in Abbildung 3.25 beschriebene Sender und Empfänger in einer Basisstation untergebracht ist, wird in der Basisstation demzufolge nur eine PRBS-Quelle benötigt.

Bei einer PSK-Demodulation wird die Phasenlage des Empfangssignals decodiert, wodurch der im Backscatter-Signal enthaltene Informationsgehalt des Transponders verloren geht. Durch die PRBS und die PSK-Modulation kann das Empfangssignal mit der lokal modulierten PRBS über die Phase synchronisiert und anschließend von dieser subtrahiert werden, ohne dass der Informationsgehalt des Transpondersignals verloren geht. Der Ansatz kann anhand der Blockschaltbilder in Abbildung 3.25 nachvollzogen werden und ermöglicht, dass das übersprechende Signal aus dem Empfangssignal vollständig herausgerechnet werden kann.

Die in der Abbildung 3.25 im Empfänger-Teil der dargestellte Modulation, PRBS-Synchronisation und Subtraktion stellt die untersuchte digitale Trägerunterdrückung dar. Aufgrund der IQ-Struktur des Empfängers muss vor der Synchronisation der PRBS die Phase der Signale bestimmt werden.

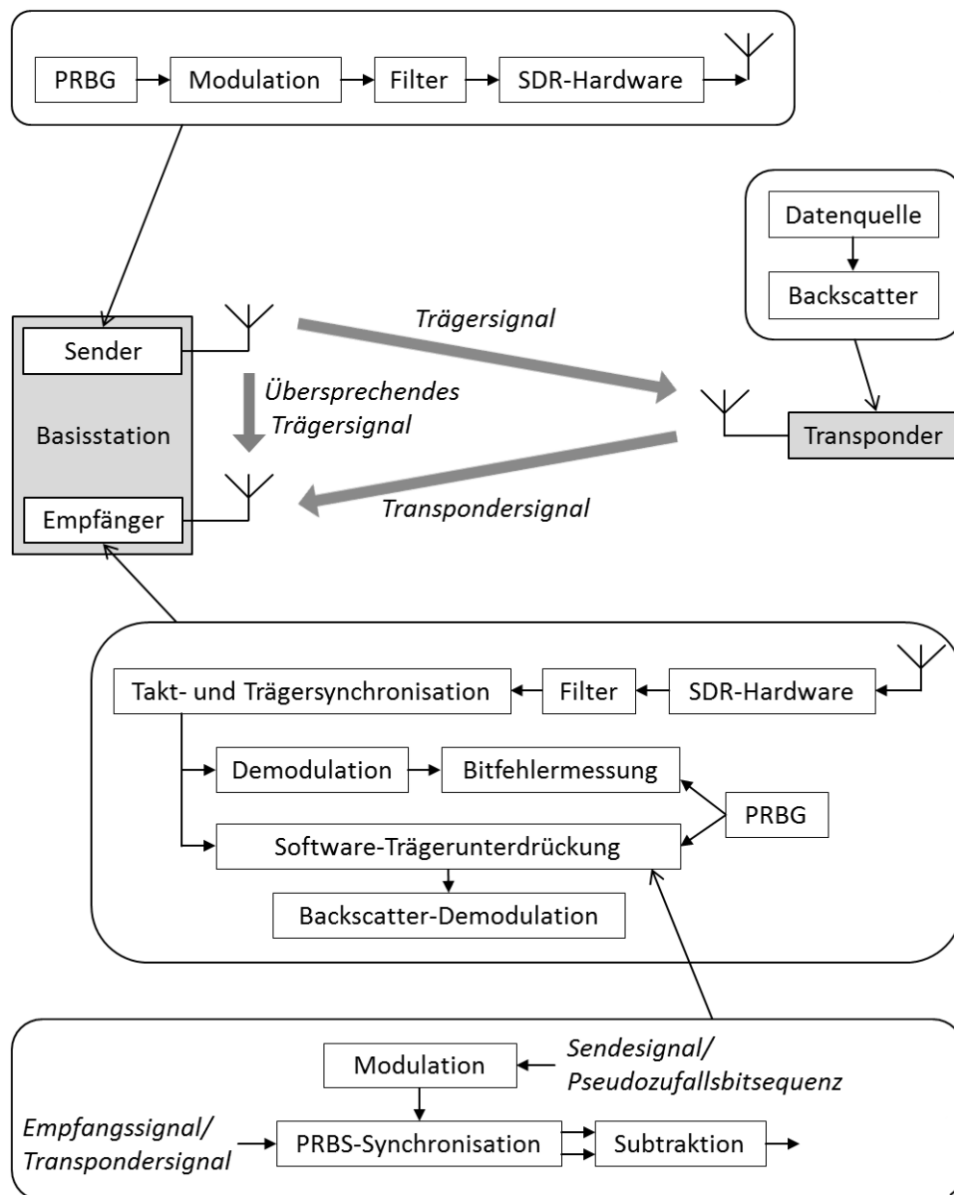


Abbildung 3.25: Blockschaftbild der Inband-RFID-Signalverarbeitung mit digitaler Trägerunterdrückung.

Die PRBS-Synchronisation kann realisiert werden, indem zu Beginn einmalig die komplette Sequenz bzw. die Winkel der einzelnen Symbole der Phasen Modulation eingelesen werden. Nach dem Einlesen der PRBS Winkel in das Referenzregister wird diese mit dem Register des empfangenen Signals abgeglichen. Sobald die Datenströme in den Registern synchron sind, kann mit

jedem Takt die letzte Stelle der Register ausgegeben werden. Nach dieser Ausgabe wird das Register mit der Referenzsequenz um eine Stelle verschoben. Der von diesem Register zuvor ausgegebene Wert wird anschließend an der ersten Stelle des Referenzregisters gespeichert, welches folglich einen Ringspeicher repräsentiert.

Die von beiden Registern ausgegebenen Werte können nun voneinander subtrahiert werden, sodass das Resultat das Backscatter-Signal zuzüglich eines geringen Rauschens ist.

Der beschriebene Ansatz ist folglich ein ungeregeltes Verfahren, welches keinen Zieh- oder Haltebereich ähnlich eines Phasenregelkreises aufweist. Es handelt sich um ein Korrelationsverfahren, bei dem ab einem bestimmten Schwellwert angenommen wird, dass die Datenströme synchron sind.

3.5 Backscatter-Demodulator

Die nach der digitalen Trägerunterdrückung notwendige Demodulation des Transpondersignals soll im untersuchten Ansatz wie in Standard-Backscatter-Systemen erfolgen können. Dies ermöglicht eine Kombination des entwickelten Inband-RFID-Ansatzes mit Standard-RFID-Transpondern.

Das Blockschaltbild eines Standard-Backscatter-Demodulators ist in Abbildung 3.26 darstellt. Dabei wird das Transpondersignal, das entweder von der zuvor beschriebenen Trägerunterdrückung zur Verfügung gestellt wird oder in einem Standard-RFID-System direkt dem Empfangssignal entspricht, zunächst Tiefpass gefiltert und anschließend von einer AGC verstärkt. Das von der AGC verstärkte und optimal ausgesteuerte Empfangssignal wird anschließend Takt-synchronisiert. Für die Takt-Synchronisation wird im Untersuchungssystem der bereits in Unterabschnitt 3.3.4 beschriebene „Early-Late“-Detektor verwendet. Nach der Takt-Synchronisation wird das Transpondersignal über mehrere Perioden gemittelt, sodass mittels des Anhangs des Mittelwerts und des Momentanwerts entschieden werden kann, welches Symbol empfangen wurde. Bei dieser Art des Empfängers wird von einem Hüllkurven-Demodulator gesprochen.

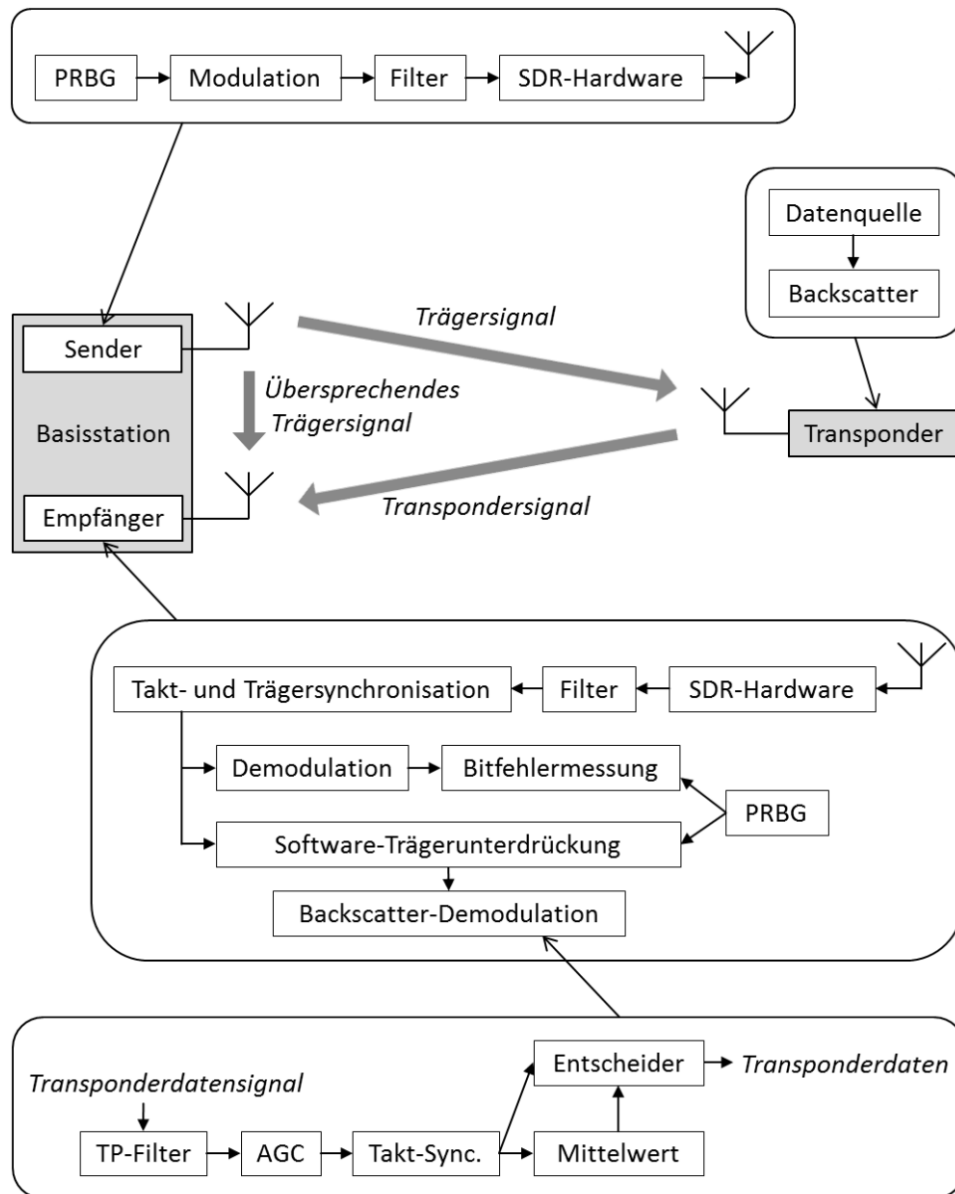


Abbildung 3.26: Blockschaftbild der Inband-RFID-Signalverarbeitung und eines Standard-Backscatter-Demodulators mittels Hüllkurven-Demodulator.

4 Untersuchungsmethoden

Nachstehend wird zunächst das Untersuchungssystem zur Untersuchung des Inband-RFID-Ansatzes vorgestellt. Anschließend erfolgt die Beschreibung der Methoden zur Untersuchung des aufgebauten Systems mit und ohne Backscatter sowie der Methoden zur Untersuchung der digitalen Trägerunterdrückung.

4.1 Untersuchungssystem

In den folgenden Unterabschnitten werden zunächst die Komponenten des Untersuchungssystems, bestehend aus der SDR-Plattform, dem aufgebauten Backscatter und den verwendeten Antennen, beschrieben. Dem schließt sich die Beschreibung der Pegelpläne eines idealen SHF-RFID-Systems sowie des Untersuchungssystems an.

4.1.1 SDR-Plattform

Für die im Rahmen dieser Arbeit betrachteten Signalverarbeitungsaspekte und aufgrund der hohen Flexibilität während der Entwicklung [Höh12] bietet sich eine SDR-Plattform als Untersuchungssystem an. Die IEEE Standards

Association 1900.1 Working Group hat in [I19001] definiert, dass ein SDR ein System ist, in dem eine oder alle Funktionen der physikalischen OSI-Schicht in Software realisiert sind.

Unter Berücksichtigung des in Abschnitt 2.3 vorgestellten Stands der Technik wurde nach der Recherche potenziell verwendbarer SDR-Plattformen die in Abbildung 4.1 dargestellte B200 SDR-Plattform von Ettus Research ausgewählt.

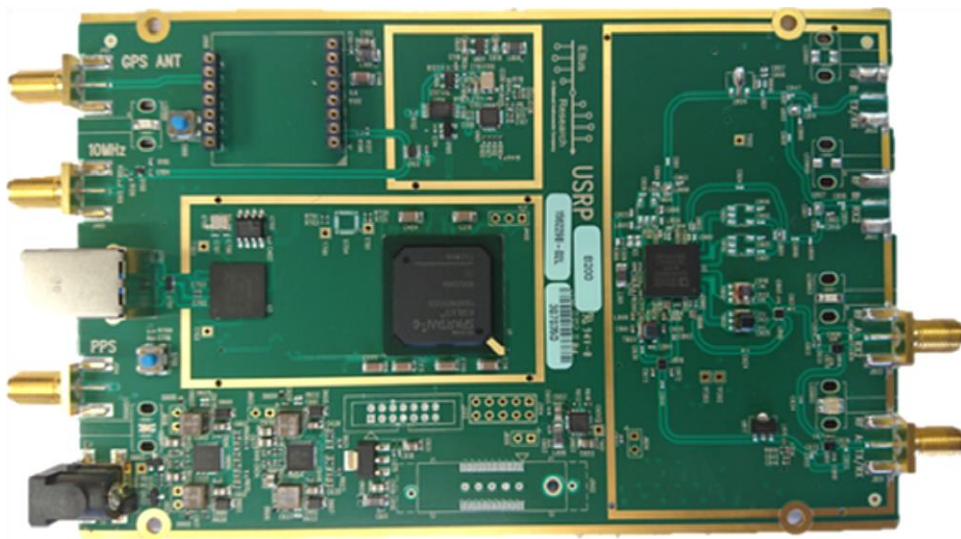


Abbildung 4.1; B200 SDR-Plattform von Ettus Research

Die B200 SDR-Plattform bietet mit dem Transceiver IC AD9364 von Analog Device einen einstellbaren Frequenzbereich zwischen 70 MHz und 6 GHz, eine Kanalbandbreite von 200 kHz bis 56 MHz sowie die Möglichkeit von Zeit- und Frequenzmultiplexen („Time Division Duplex“, TDD bzw. „Frequency Division Duplex“, FDD) und ein beliebig modulierbares Sendesignal. Der 12 Bit breite Bitstrom zum DAC und der Bitstrom des ADCs werden beim B200 mittels Xilinx FPGA zur Signalverarbeitung zum Computer gestreamt.

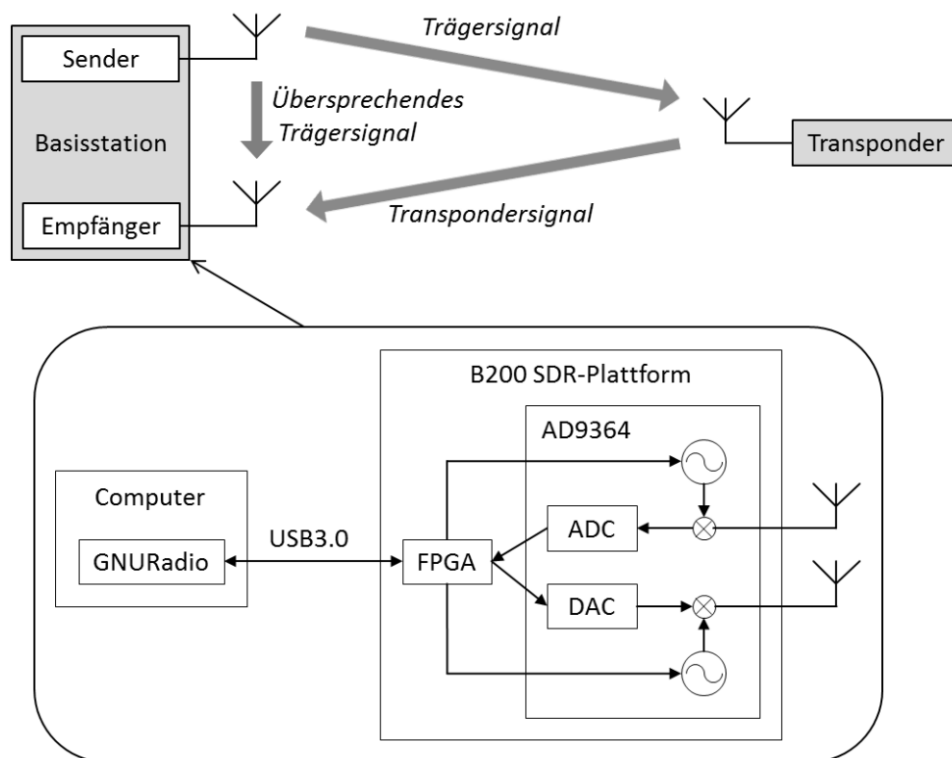


Abbildung 4.2: Blockschaltbild der Basisstation des Untersuchungssystems, bestehend aus der B200 SDR-Plattform und einem Computer mit dem Entwicklungstool GNURadio.

Der beschriebene Aufbau des Untersuchungssystems kann anhand des Blockschaltbildes in Abbildung 4.2 nachvollzogen werden. Die in Abbildung 4.2 dargestellte Anbindung der B200 SDR-Plattform an den Computer erfolgt mittels USB3.0 über den USRP-Treiber. Als kompatible Entwicklungstools für die Signalverarbeitung werden vom Hersteller Ettus Research Matlab-Simulink, LabView und GNURadio genannt. Das Blockschaltbild des Untersuchungssystems mit der Kombination aus dem Entwicklungstools GNURadio und der B200 SDR-Plattform ist Abbildung 4.2 zu entnehmen. Die Signalverarbeitung wird bei den Entwicklungstools Matlab-Simulink und LabView mit einer Quelle und einer Senke, die die Schnittstellen zur USRP darstellen, über die konventionelle Oberfläche implementiert. Die Implementierung der Signalverarbeitung im Entwicklungstools GNURadio kann, ähnlich wie in Matlab-Simulink und LabView, über einzelne Blöcke erfolgen. Diese Blöcke können mittels grafischer Oberfläche oder textbasiert

verknüpft werden. Die einzelnen Blöcke sind separat in Python oder C bzw. C++ implementiert und werden in einer Art Funktionsbibliothek installiert. Verglichen mit den Entwicklungstools Matlab-Simulink und LabView stellt dies einen Vorteil von GNURadio dar, da entwicklerspezifische Blöcke ohne Probleme in diesem Umfeld programmiert und ergänzt werden können. Die Implementierung in C bzw. C++ ist in dem Zusammenhang insofern vorteilhaft, als dass die Berechnung dieser Algorithmen auf der CPU wesentlich schneller erfolgt als die via Python implementierter Blöcke oder eines Matlab-Simulink- oder LabView-Modells. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist, dass das Entwicklungstool GNURadio aufgrund der „General Public License“ (GPL) frei verfügbar ist.

Um das in GNURadio entstandene Modell Schritt für Schritt zu verifizieren, wurde parallel in Matlab-Simulink ein identisches Modell aufgebaut [SMBG16]. So können zum Beispiel durch das Matlab-BERTool die Modulatoren, Demulatoren und der AWGN-Kanal verifiziert werden. Zudem wurde betrachtet, in wie weit die Ergebnisse einer Matlab-Simulink-Simulation mit denen einer GNURadio-Simulation korrelieren [SMBG16].

4.1.2 Backscatter

Für das Untersuchungssystem ist ein Backscatter-Modulator aufgebaut worden, der den Transponder in einem RFID-System repräsentiert. Auf die Funktion des Empfangens bzw. der Auswertung von Daten seitens des Transponders wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit verzichtet. Da die Variation der Trägerphase auf die Datenübertragung zum Transponder bzw. auf den am Transponder eingesetzten Hüllkurven-Demodulator keinen Einfluss hat. Dies wurde in einer Voruntersuchung mittels Schaltungssimulationssoftware sichergestellt.

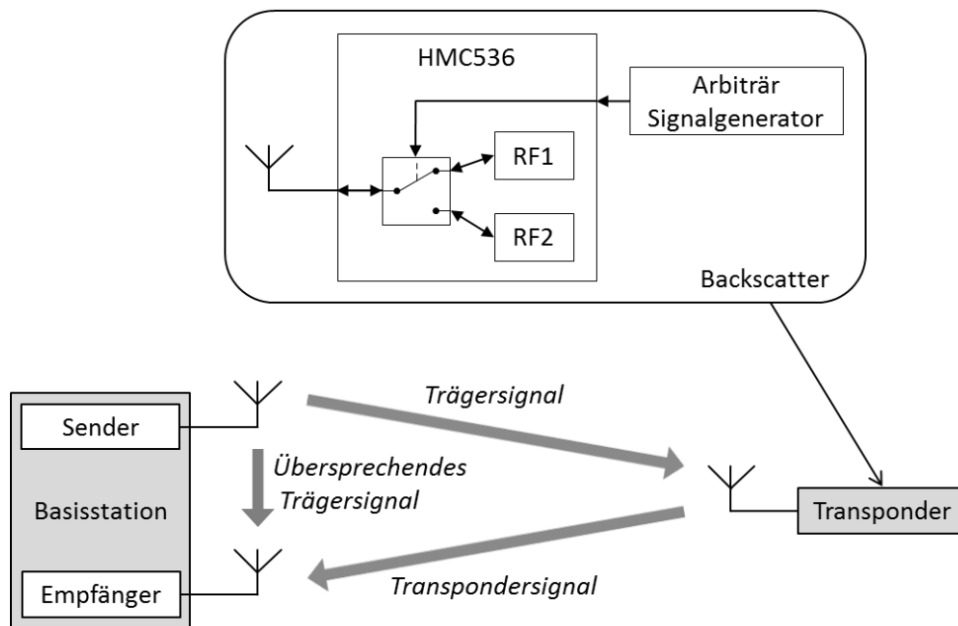


Abbildung 4.3: Blockschaltbild des Backscatters, mit dem HF-Schalter IC HMC536 und einem Arbiträr Signalgenerator als Pseudozufallsbitgenerator (PRBG).

Das Blockschaltbild des aufgebauten Backscatter-Modulators ist Abbildung 4.3 zu entnehmen. Als Backscatter-Modulator wurde ein HF-Schalter IC von Hittite (HMC536) eingesetzt, der von einem Arbiträr Signalgenerator (Hameg HMF-2525) angesteuert wird. Der HMC536 bietet sich aufgrund der 50 Ω -Anpassung des ICs und der damit verbundenen Lesereichweite des Transponders an. Die logische Null repräsentiert den Zustand „offen“, die logische Eins hingegen den Zustand „geschlossen“. Der HMC536 verfügt über zwei Signalpfade RF1 und RF2, die geschaltet werden können. Der Tabelle 4.1 sind die durch die Backscatter-Modulation für die logische Null und die logische Eins auftretenden Verluste bei 5,725 GHz zu entnehmen. Aus den modulationsbedingten Verlusten kann wiederum der ebenfalls in Tabelle 4.1 dargestellt Amplitudenhub des Backscatters bestimmt werden. Ebenfalls der Tabelle 4.1 zu entnehmen sind die Winkelwerte der S_{11} -Parameter, sowie der daraus resultierende Phasenhub.

Der Amplitudenhub und der Phasenhub stellen das Delta zwischen der logischen Null und der logischen Eins bei der Backscatter-Modulation dar. Zum korrekten decodieren der logischen Null und der logischen Eins in der Basisstation muss dieses Delta detektiert werden können. Da der Zustand RF2

geschlossen mit $50\ \Omega$ die geringsten Verlust (\underline{S}_{11}) und den größten Phasenhub bietet, wurde dieser Zustand zur Modulation der logischen Eins verwendet. Die Backscatter-Demodulation in der Basisstation erfolgt dem entsprechend anhand der Phase.

Tabelle 4.1: Berechneter Amplituden- und Phasenhub des Backscatters mit HMC536 HF-Schalter IC, für die gemessenen Modulationsbedingten-Verluste.

Zustand	\underline{S}_{11} in dB	$\angle \underline{S}_{11}$ in °	Amplitudenhub zu RF1/2 offen in dB	Phasenhub zu RF1/2 offen in °
RF1/2 offen	-4,126	-62,411	0	0
RF2 geschlossen Leerlauf	-6,714	-42,685	2,588	19,725
RF1 geschlossen mit $50\ \Omega$	-6,637	-6,776	2,511	55,635
RF1 geschlossen Leerlauf	-6,956	-29,926	2,83	32,485
RF2 geschlossen mit $50\ \Omega$	-6,255	-0,831	2,129	63,242

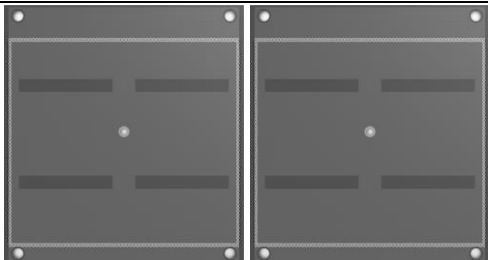
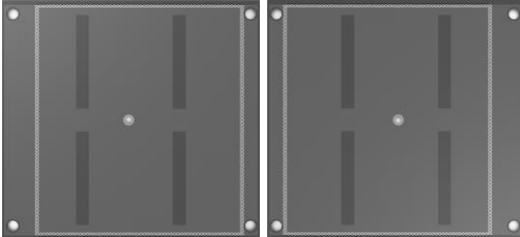
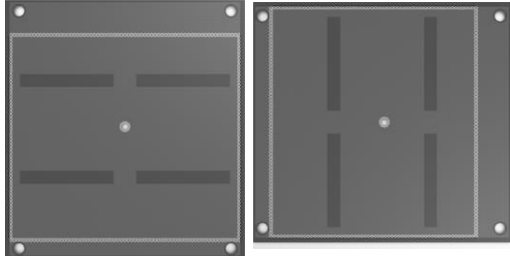
4.1.3 Antennen

Das 2x2-PCB-Antennenarray wurde als Antenne für die Basisstation des Untersuchungssystems aufgrund der spezifischen Richtcharakteristik ausgewählt. Durch diese soll in den Messaufbauten das Übersprechen vom Sender in den Empfänger möglichst gering gehalten werden. Im Rahmen der Untersuchungen wurde zwischen einem Messaufbau mit orthogonal und einem mit parallel zueinander angeordneten Antennen an der Basisstation gewechselt.

Damit die Datenbasis für die weiteren Betrachtungen korrekt ist, wurde der Antennengewinn des 2x2-PCB-Antennenarray messtechnisch überprüft. Hierzu wurde zunächst die Dämpfung der für die Messung notwendigen Koaxialkabel sowie der SMA-Adapter zwischen einem Signal-Generator (Agilent E8247C) und einem Spektrum-Analysator (Agilent E4440A) gemessen. Danach wurde ein SMA-Adapter entfernt und zwei der Arrayantennen eingesetzt.

Anschließend wurden für verschiedene Distanzen die Dämpfungswerte ermittelt. Von den ermittelten Dämpfungswerten ist daraufhin der entsprechende Wert der Freiraumdämpfung subtrahiert worden, sodass die Dämpfung der beiden eingesetzten Antennenarrays resultiert. Aus den resultierenden 5,3 dB Dämpfung geht hervor, dass eine einzelne Arrayantenne eine Verstärkung von etwa -2,65 dB aufweist. Im Rahmen der Messungen wurde des Weiteren die Isolation zwischen Tx- und Rx-Pfad mit unterschiedlich zueinander angeordneten Polarisationssebenen des 2x2-PCB-Antennenarray und einer parallelen Antennenanordnung gemessen. Die gemessenen Isolationen sind Tabelle 4.2 zu entnehmen. Die Toleranz der Messwerte liegt bei etwa 1 dB wie Referenzmessungen ergeben haben.

Tabelle 4.2: Isolation zwischen Tx- und Rx-Pfad mit unterschiedlich zueinander angeordneten Polarisationssebenen in einer parallelen Antennenanordnung.

Antennenanordnung		Gemessene Isolation in dB
		≈ 31
		≈ 15
		≈ 23

In dem beschriebenen Messaufbau ist anschließend eine der Arrayantennen durch eine einfache Dipolantenne ersetzt worden, die einen ermittelten Gewinn von etwa -5,65 dB aufweist. Die Dipolantenne wurde für den Backscatter aufgrund der toroidförmigen Richtcharakteristik ausgewählt, sodass in Kombination mit den Arrayantennen der Basisstation leicht zwischen einem Messaufbau mit parallel und orthogonal zueinander angeordneten Antennen an der Basisstation gewechselt werden kann.

Mit dem zuvor beschriebenen Messaufbau ist zudem die Verstärkung des in der Arbeit verwendeten Evaluation-Boards des Macom MAAL-011134 LNAs messtechnisch überprüft. Dabei wurde die im Datenblatt angegebene Verstärkung von etwa 17,7 dB bei 5,8 GHz übereinstimmend ermittelt.

4.1.4 Pegelplan

Der im folgenden Unterabschnitt aufgestellte Pegelplan eines SHF-RFID-Systems berücksichtigt geltende Regularien und Vorschriften sowie realistische Bauteilparameter. Aus dem Pegelplan wird die in einem SHF-RFID-System zwischen Basisstation und Transponder zu erwartende Distanz abgeleitet. Bei der Kalkulation des Pegelplans wird von einem passiven Transponder ausgegangen, der durch das Sendesignal der Basisstation mit Energie versorgt wird. Abbildung 4.4 stellt das Blockschaltbild mit den im Pegelplan zu berücksichtigenden Komponenten dar.

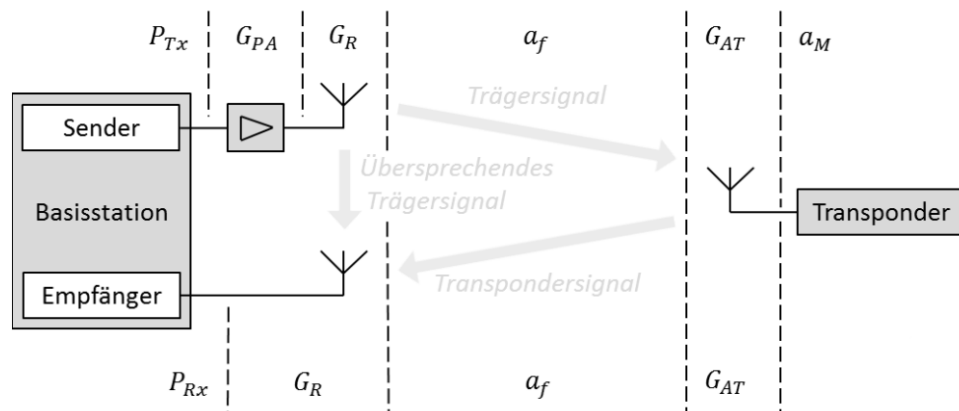


Abbildung 4.4: Blockschaltbild eines SHF-RFID-Systems mit Komponenten des Pegelplans.

Wie bereits in Abschnitt 2.1 beschrieben, wird bei passiven Transpondern die für den Transponderbetrieb notwendige Energie mit dem Trägersignal zum Transponder übertragen. Am Transponder wird anschließend das einfallende Trägersignal gleichrichtet. Zur Gleichrichtung muss die Schwellspannung der Gleichrichter-Dioden überschritten werden, wofür eine bestimmte Leistung am Transponder anliegen muss. In [KF03, BMKG11, KSMB16] wird als geringste Leistung, die am Eingang der Gleichrichterschaltung anliegen muss, ein Wert von etwa -17 dBm bis -18 dBm angegeben. Für integrierte Transponderchips wird in [DHL15, KSMB16] hingegen -20 dBm genannt.

In Abhängigkeit der Leistung, die minimal am Transponder anliegen muss, und der zulässigen maximalen Sendeleistung kann die für SHF-RFID-Systeme zu erwartende Distanz bestimmt werden. In Europa sind industrielle Funkanwendungen auf eine Sendeleistung von 26 dBm EIRP („Equivalent Isotropic Radiated Power“) begrenzt [KSMB16]. Aufgrund der Regularien ist bei der Kalkulation eine erlaubte Sendeleistung von 26 dBm angenommen worden.

Das Delta zwischen erlaubter Sendeleistung von 26 dBm und benötigter Eingangsleistung am Gleichrichter von -20 dBm beträgt somit 46 dB. Dies entspricht in Anbetracht der in Abschnitt 3.1 beschriebenen Freiraumdämpfung in etwa einer Reichweite von 1 m bei $5,8$ GHz.

Ebenfalls im Pegelplan zu berücksichtigen sind die Verluste, die durch die Backscatter-Modulation am Transponder entstehen und etwa mit -6 dB

anzunehmen sind [Dob08, NR08]. Dieser Wert ist kohärent zu dem in [KF03] definierten Transponder-Modulationsindex. Nach der Backscatter-Modulation und anschließender Rückübertragung des Signals resultiert nach dem Empfänger-Antennengewinn G_{RX} ein Empfänger-Eingangspegel von -59 dBm.

Tabelle 4.3: Komponentenwerte des Pegelplans eines idealen SHF-RFID-Systems nach [KSMB16] und des Untersuchungssystems.

Komponenten	Beschreibung	Werte eines idealen SHF-RFID-Systems	Gemessene Werte des Untersuchungssystems
P_{Tx}	SDR-Transmitter Ausgangsleistung	-6 dBm	-10 dBm
G_{PA}	Leistungsverstärker	25 dB	30,4 dB
G_{Tx}	Sende-Antennengewinn	7 dB	-2,65 dB
a_f	Freiraumdämpfung über etwa 1 m	-46 dB	-46 dB
a_M	Backscatter-Modulationsverlust	-6 dB	-7 dB
G_{TA}	Transponder-Antennengewinn	7 dB	-5,65 dB
G_{Rx}	Empfangs-Antennengewinn	9,5 dB	-2,65 dB
P_{Rx}	Empfänger-Eingangsleistung	-59 dBm	-100,2 dBm

Der entsprechend Tabelle 4.3 resultierende Pegelplan lässt für SHF-RFID-Systeme eine Energie- und Lesereichweite von 1 m vermuten. Aus den in Tabelle 4.3 genannten Werten resultierende der in Abbildung 4.5 dargestellte Pegeldiagramm eines idealen SHF-RFID-Systems und das Pegeldiagramm des gemessenen Untersuchungssystems.

Wie die in Abbildung 4.5 dargestellten und in Tabelle 4.3 vermerkten, gemessenen Werte des Untersuchungssystems zeigen, weicht der Pegelplan des aufgebauten Untersuchungssystems von dem Pegelplan des idealen SHF-RFID-Systems ab.

Das geringer ausfallende Pegeldiagramm des Untersuchungssystems resultiert aus dem niedrigen gemessenen Antennengewinn von $-2,65$ dB und $-5,65$ dB im Vergleich zu dem Antennengewinn des idealen SHF-RFID-Systems. Ein weiterer limitierender Faktor ist, dass der gemessene maximale Ausgangspegel des verwendeten PAs (Agilent 83017A) etwa $20,4$ dBm beträgt damit dem Gewinn des Antennenarrays lediglich ein maximaler Sendeleistungspegel von $17,75$ dBm resultiert.

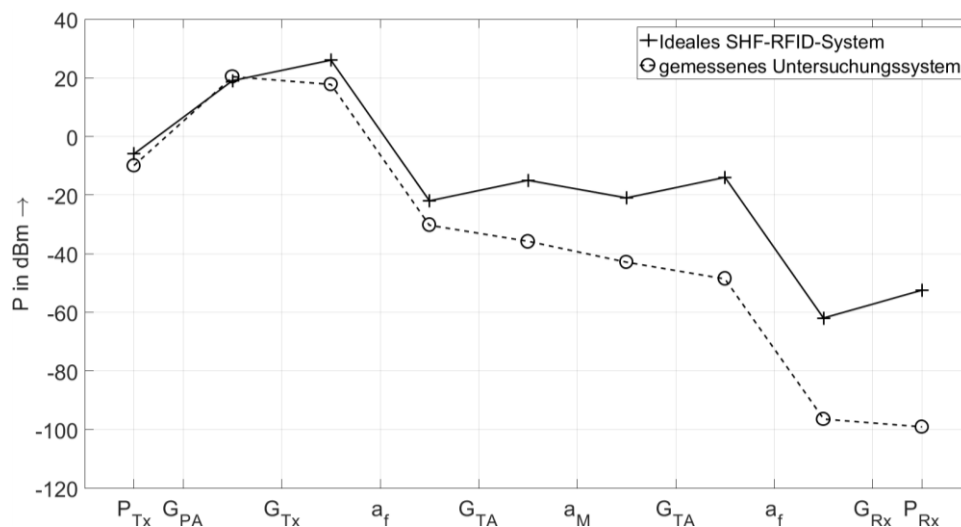


Abbildung 4.5: Pegeldiagramm des idealen SHF-RFID-Systems und des gemessenen Untersuchungssystems nach [KSMB16].

4.2 Energieübertragung

Der Einfluss der zusätzlichen Modulation auf die Energieübertragung zum Transponder wurde für verschiedene PSK-Modulationsverfahren untersucht. In diesem Zusammenhang wurden auch verschiedene ASK/PSK-Kombinationen untersucht. Folgende Phasen-Modulationsverfahren wurden unter anderem bei der Untersuchung zur Trägermodulation betrachtet:

- Zwei-Phasenumtastung (BPSK)
- Quadratur-Phasenumtastung (QOSK)
- Differentielle Quadratur-Phasenumtastung (DQPSK)

- Acht-Phasenumtastung (8PSK)
- Sechzehn-Phasenumtastung (16PSK)

Der Modulationsindex der ASK, die zur Datenübertragung zum Transponders dient, wurde während der Versuche entsprechend der Normen zwischen $m_{BS} = 10\%$ und $m_{BS} = 90\%$ variiert.

Vor Beginn der Versuche wurden die einzelnen Modulatoren verifiziert. Zur Generierung von Referenzkurven eignet sich das Matlab-BERTool. Das Messsystem zum Verifizieren der Modulatoren ist in Abbildung 4.6 dargestellt. Wie die Abbildung 4.6 zeigt, ist das Messsystem eine Basisband-Kommunikation über einen AWGN-Kanal. Die Bitfehlermessung erfolgt nach der Demodulation mittels eines implementierten Algorithmus, der ebenfalls zur Bitfehlermessung bei der Funkkommunikation eingesetzt wurde. Diese implementierte Software-Bitfehlermessung beinhaltet eine automatische Datenstrom-Synchronisation vor der Bitfehlerauswertung, ohne die der Einsatz in der Funkkommunikation nicht möglich wäre. Zur Verifikation der Bitfehlermessung wurden die Sende- und Empfangsdaten separat gespeichert und anschließend ausgewertet.

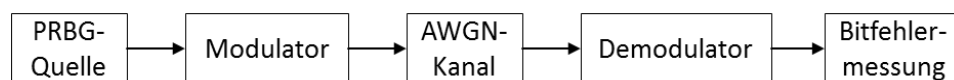


Abbildung 4.6: Messsystem zum Verifizieren der Modulatoren und Demodulatoren anhand von Bitfehlermessungen.

Der Messaufbau, mit dem die Auswirkungen der verschiedenen Trägermodulationen auf die Energieübertragung untersucht wurden, ist Abbildung 4.7 zu entnehmen [KSMB16]. Nach der Modulation werden die Daten von der SDR-Hardware USRP B200 analog verarbeitet und auf die zu betrachtende Mittenfrequenz f_0 hochgemischt. Anschließend wird das Signal in dem Messaufbau durch eine Wilkinson-Schaltung geteilt und sowohl in die Gleichrichterschaltung als auch in einen Spektrum-Analysator eingekoppelt. Mit dem Spektrum-Analysator kann während der Messungen die Sendeleistung des Trägersignals ermittelt werden. Der Ausgang des Gleichrichters ist wiederum

an ein Oszilloskop angeschlossen, an dem die Ausgangsspannung des Gleichrichters über einen Last- bzw. Ersatzwiderstand gemessen werden kann.

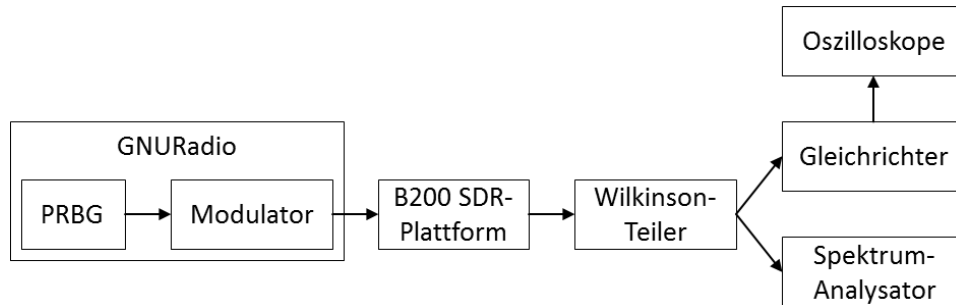


Abbildung 4.7: Messaufbau zur Untersuchung der Energieübertragung unterschiedlich modulierter Trägersignale nach [KSMB16].

Um den Ersatzwiderstand des potenziellen SHF-Transponders bestimmen zu können, muss zunächst ein Herstellungsprozess und damit eine Betriebsspannung spezifiziert werden. Wird für einen zukünftigen SHF-Transponder ein Herstellungsprozess gewählt, der Ultra-Low-Energie Ansprüche erfüllt, wie der 22 nm-Prozess von Global Foundaries, so würde eine Betriebsspannung am Transponder von etwa $U_T = 0,6 \text{ V}$ ausreichen. Die minimale Spannung im genannten 22 nm-Prozess liegt mit 0,4 V sogar etwas niedriger als die angenommenen Werte [GFP22].

Berücksichtigt man die klassischerweise von einem ID-Transponder benötigte Leistung von etwa $P_T = 16 \mu\text{W}$ [KF03, BMKG11], sowie eine Gleichrichtereffizienz von $\eta_{GR} = 15 \%$, so ergibt sich entsprechend (4.1) ein Ersatzwiderstand von $R_T = 150 \text{ k}\Omega$.

$$R_T = \frac{U_T^2}{P_T \cdot \eta_{GR}} = \frac{(0,6 \text{ V})^2}{16 \mu\text{W} \cdot 0,15} = 150 \text{ k}\Omega \quad (4.1)$$

Die Spannung im Transponder wird idealerweise so niedrig wie möglich gewählt. Je höher sie ist, desto mehr Stufen werden im Gleichrichter benötigt. Mit jeder zusätzlichen Stufe fallen Verluste in Form der Dioden-Schwellspannung an, wodurch der Wirkungsgrad des Gleichrichters sinkt.

Die für die Untersuchungen verwendete Gleichrichterschaltung ist in Abbildung 4.8 zu sehen. Als Gleichrichter-Dioden D_{GL} wurde die PCC110 Diode aufgrund der von Powercast angegebenen minimalen Eingangsleistung von -17 dBm ausgewählt. Als zweite Gleichrichter-Diode wurde die HSMS-2862 von Avago verwendet, deren vom Hersteller angegebene minimale Eingangsleistung bei etwa -14 dBm liegt.

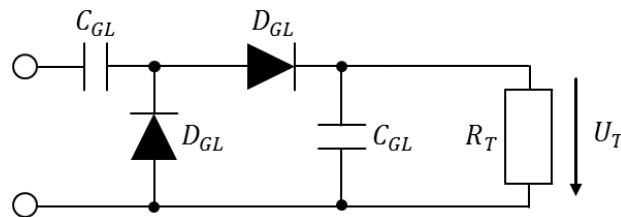


Abbildung 4.8: Einstufige Gleichrichterschaltung.

4.3 Systemverhalten ohne Backscatter

In diesem Abschnitt wird beschrieben, wie die einzelnen Blöcke der Kommunikationsstrecke ausgewählt wurden, siehe Abbildung 3.10. Zudem wird dargestellt, welche Aspekte der Stabilität der Kommunikationsstrecke betrachtet wurden, um diese zu verifizieren. Die untersuchte Kommunikationsstrecke bildet zudem die Basis der im weiteren Verlauf untersuchten digitalen Trägerunterdrückung und beschreibt somit das Systemverhalten ohne Transponder.

Als Träger-Synchronisationsverfahren ist der Sari-Detektor ausgewählt worden, der speziell für QAM- und PSK- sowie differentiell modulierte Signale entwickelt wurde [SM88]. Basis der Entscheidung für den Sari-Detektor war einerseits, dass laut [SM88] nicht alle Entscheidungsquadranten zur ordnungsgemäßen Regelung des Verfahrens eingesetzt werden müssen (siehe Unterabschnitt 3.3.3). Aufgrund dieser Eigenschaft erlaubt dieses Verfahren die Verwendung einer einzelnen Träger-Synchronisation für alle untersuchten Modulationsverfahren. Ein zweiter Grund für den Sari-Detektor war, dass der Detektor in Echtzeit-Systemen funktioniert, sodass die Messungen über Funk

auf den theoretischen BER-Kurven der einzelnen Modulationsverfahren lagen [Me13, Me14].

Der Fachliteratur ist zu entnehmen, dass der Early-Late- und der Gardner-Detektor Standardverfahren zur Takt-Synchronisation von PSK-Signalen sind [MD97, St02, Ga05, Ka11]. Als Takt-Synchronisationsverfahren ist letztlich der Early-Late-Detektor verwendet worden. Der Grund hierfür ist, dass der Early-Late-Detektor eine geringere Überabtastung erfordert, wodurch wiederum Rechenleistung eingespart wird.

Die aufgebaute Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke ist sowohl in einem Basisband-Modell als auch mit der SDR-Plattform ohne Transponder untersucht worden. Diese Ergebnisse sollen dabei helfen, eventuelle Instabilität der digitalen Trägerunterdrückung beurteilen zu können. Die Basisband-Untersuchungen sind mit einem GNURadio-Modell durchgeführt worden und parallel mit einem identischen Matlab-Simulink-Modell verifiziert worden. Der Abbildung 4.9 ist das Matlab-Simulink-Modell exemplarisch zu entnehmen.

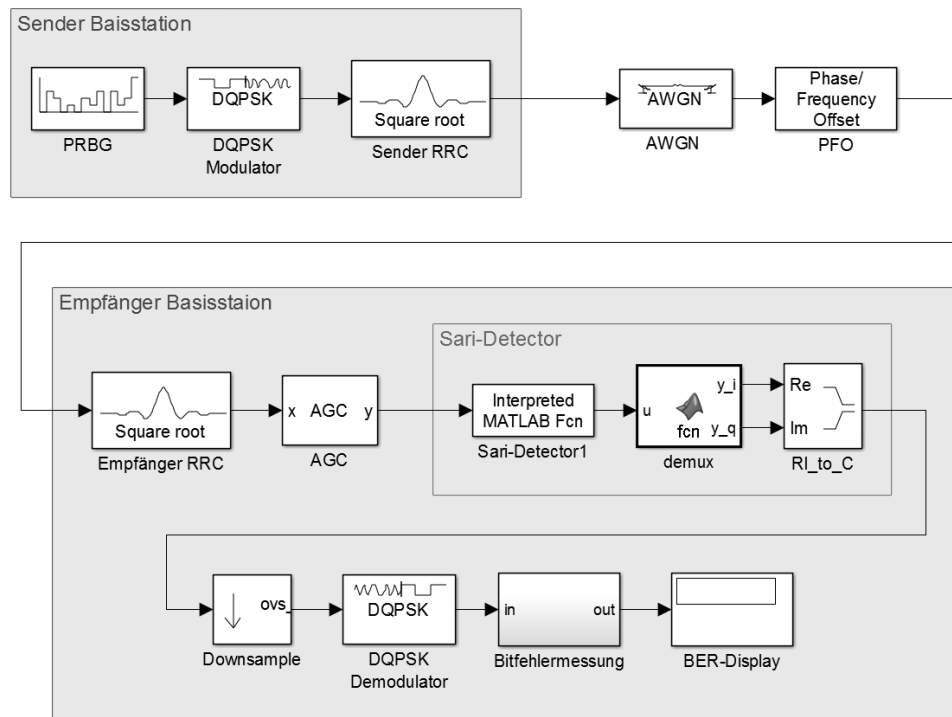


Abbildung 4.9: Matlab-Simulink Basisband-Modell der Punkt-zu-Punkt-Kommunikationsstrecke mit DQPSK-Modulation, die der digitalen Trägerunterdrückung zugrunde liegt.

Bei den Untersuchungen der Stabilität der Kommunikationsstrecke wurden die bereits erwähnten Phasen-Modulationsverfahren mit und ohne ASK-Modulation betrachtet. In Kombination hierzu wurden folgende Aspekte untersucht:

- der Einfluss durch die RRC-Filterung bedingten Überabtastung
- der Einfluss einer AGC an unterschiedlichen Stellen im Empfangspfad sowie verschiedene Schrittweiten und Verstärkungen
- der Einfluss eines Frequenzoffsets von bis zu 10 %.

Während der Untersuchung der Takt- und Träger-Synchronisationsschleifen sind zudem verschiedene Filterkoeffizienten im Sari-Detektor getestet worden. Die 10 % Trägeroffsets sind gezielt ausgewählt worden, weil die bei passiven Transpondern zu erwartenden Bandbreiten bzw. Frequenzschwankungen

aufgrund der Taktrückgewinnung bei ca. 10 % der Übertragungsrate des Transponder liegen [BMKG11].

Um zu ermitteln, wie sich verschiedene Verstärkungsfaktoren auf das hardwarebedingte Übersprechen auswirken, wurden bei den Messungen mittels SDR-Plattform verschiedene Verstärkungsfaktoren des Tx-Pfads G_{GS} und des Rx-Pfads G_{GE} betrachtet.

Die genannten Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} müssen genauso wie die gewünschte Trägerfrequenz f_0 bei der Ansteuerung der B200 SDR-Plattform in der Signalverarbeitungsumgebung eingestellt werden. Es sei darauf hingewiesen, dass der Hersteller der B200 SDR-Plattform für die Verstärkungsfaktoren jeweils einen Wertebereich vorgibt, der Tabelle 4.4 zu entnehmen ist.

Tabelle 4.4: Wertebereich der Verstärkungsfaktoren der SDR-Plattform laut Hersteller Ettus Research für den Tx- und Rx-Pfad.

Verstärkungsfaktor	Wertebereich laut Hersteller
G_{GS}	0 bis 89,5
G_{GE}	0 bis 73

Bei der Betrachtung der Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} ist zu berücksichtigen, dass es sich nicht um absolute Faktoren in dB handelt, wenngleich die Skalierung der Werte an Verstärkungsfaktoren in dB angelehnt sind. Verschiedene Untersuchungen haben gezeigt, dass je nach verwendeter Modulationsart bzw. Kombination aus ASK und PSK bei einer gewünschten Verstärkung des Sendesignals um 3 dB, der Verstärkungsfaktor G_{GS} um den Faktor vier bis fünf vergrößert werden muss. Das Verhältnis zwischen der realen Verstärkung und dem SDR-Verstärkungsfaktor ist folglich nicht linear. Im weiteren Verlauf werden die Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} somit nicht in dB angegeben, die Angabe erfolgt in %, bezogen auf die in Tabelle 4.4 genannten Wertebereiche.

4.4 Systemverhalten mit Backscatter

Um den Nutzen des untersuchten Verfahrens korrekt beurteilen zu können, werden Referenzwerte beispielsweise für die Bitfehlerrate oder den Spitzenwert des Transpondersignals benötigt. Die Ermittlung dieser Werte ist nicht möglich, da kein vergleichbares SHF-RFID-System zur Verfügung steht, welches die gewünschten Werte liefern könnte. Um eine Referenzdatenbasis zu generieren, wurde mit dem aufgebauten Untersuchungssystem ein CW-Trägersignal erzeugt. Für verschiedene Distanzen wurden dann im Messaufbau mit orthogonal und parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen die Bitfehlerwerte des Transpondersignals aufgezeichnet. Zudem wurden die Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} der B200 SDR-Plattform variiert, um deren Einfluss auf die Spitzenwerte des Transpondersignals und auf die Bitfehlerraten bestimmen zu können. Während dieser Messungen wurde zudem die implementierte Backscatter-Demodulation schrittweise optimiert.

Die mit dem Untersuchungssystem ermittelten BER-Werte sind BER-Werten anderer RFID-Systeme ähnlich. Dennoch sollten sie nicht direkt miteinander verglichen werden, da Referenzwerte fehlen.

4.5 Trägerunterdrückung

Die digitale Trägerunterdrückung, wie in Abschnitt 3.4 beschrieben, wurde zunächst auf grundlegende Funktionalität hin untersucht. Alle Untersuchungen zur Trägerunterdrückung sind mit dem aufgebauten Untersuchungssystem durchgeführt worden. Systemparameter, wie die Filterkoeffizienten der Takt- und Trägersynchronisation oder die Überabtastung im RRC-Filter, wurden zunächst anhand der zuvor gewonnenen Erkenntnisse ausgewählt. Der Fokus lag zu Beginn der Untersuchungen primär auf den Parametern der entwickelten Pseudorandombitsequenz-Synchronisation (PRBS-Synchronisation). Betrachtet wurden zum Beispiel die Länge des Referenzregisters und des Datenregisters als Vielfache der PRBS-Länge, und der Schwellwert, ab dem die Sequenzen als synchronisiert angenommen werden. Die obigen Aspekte wurden einzeln für

die bereits genannten PSK-Trägermodulationen, bei verschiedenen Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} und zunächst minimaler Länge der PRBS betrachtet.

Welche Länge die PRBS bei welcher Trägermodulation ausweisen darf, wurde erst untersucht, nachdem die Funktionalität nachgewiesen war. Im weiteren Verlauf wurde zudem der Einfluss des Messaufbaus mit orthogonal und parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen betrachtet. Ebenfalls untersucht wurde eine Kombination aus einer PSK-Trägermodulation und einer kombinierten ASK- und PSK-Modulation, die in RFID-Systemen für die Datenübertragung von der Basisstation in Richtung des Transponders benötigt wird. In dem Zusammenhang sind verschiedene Modulationsindizes m_{BS} der ASK zwischen 10 % und 90 % und Übertragungsratenverhältnisse zwischen dem ASK/PSK modulierten Trägeranteil bei verschiedenen Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} , untersucht worden.

Anschließend wurde der Messaufbau mit parallel zueinander angeordneten Antennen um den PA und einen LNA erweitert, um zu untersuchen, welche Distanzen im Vergleich zu dem Ansatz mit CW-Trägersignal erreicht werden können. Zudem kann anhand der Messergebnisse mit PA kontrolliert werden, ob die Annahme zutreffend ist, dass der PA auf die Funktionalität und Stabilität der Trägerunterdrückung keinen Einfluss hat.

Während aller Messungen sind die Werte der Trägerunterdrückung, der Spitzenwert des Transpondersignals in dB, die Bitfehlerrate des PSK modulierten Trägeranteils und die Bitfehlerrate des Transpondersignals ermittelt worden. Während der einzelnen Messungen ist zudem beobachtet worden, ob das System stabil ist. Beispielsweise wurde das IQ-Diagramm nach der Takt- und Trägersynchronisation betrachtet. Die Beurteilung, ob die PRBS-Synchronisation stabil ist, gestaltet sich hingegen schwieriger. Hierfür kann kein Zieh-, Fang- oder Haltebereich betrachtet werden, weil es sich bei dem Ansatz um eine Art Korrelationsverfahren handelt. Die Stabilität der PRBS-Synchronisation wird anhand der nach der Synchronisation erzielten digitalen Trägerunterdrückung, dem Spitzenwert des Transpondersignals und der Bitfehlerrate des Transponders beurteilt.

Ergänzend zu den zuvor genannten Untersuchungsaspekten sind, wie in Abschnitt 3.4 bereits erwähnt, verschiedene Optimierungsansätze betrachtet worden. Unter anderem wurde der Einfluss einer Unter- und Überabtastung, der Einfluss einer Impulsformung vor der PRBS-Synchronisation, der Einfluss einer Synchronisation im Frequenzbereich sowie der Einfluss der Generierung der Referenzsequenz aus dem empfangenen PSK-Signal analysiert.

5 Messtechnische Untersuchungsergebnisse

Im folgenden Kapitel werden die messtechnischen Untersuchungsergebnisse der vorliegenden Arbeit wiedergegeben. Um den Rahmen der Ausarbeitung zu wahren, werden nachfolgend nicht alle Ergebnisse im Detail betrachtet. Die dargestellten Resultate sind eine gezielte Auswahl, die die wesentlichen Erkenntnisse abdecken. In Abschnitt 5.1 wird zunächst gezeigt, welchen Einfluss die Modulation des Trägersignals auf die Gleichrichtung und Energierückgewinnung im Transponder hat. In Abschnitt 5.2 wird das Systemverhalten ohne Backscatter beschrieben. Anschließend wird in Abschnitt 5.3 das Systemverhalten des Untersuchungssystems mit Backscatter betrachtet, gefolgt von den Resultaten zur digitalen Trägerunterdrückung in Abschnitt 5.4.

5.1 Energieübertragung

Die folgende Auswahl von Messergebnissen gibt den Einfluss von modulierten Trägersignalen auf die am Transponder verfügbare Energie wieder. Die Messergebnisse sind dabei im Verhältnis zu einem nichtmodulierten Trägersignal („Continuous Wave“, CW) zu sehen. Abbildung 5.1 sind die

Untersuchungsergebnisse für die PCC110-Diode und ASK-modulierte Trägersignale mit unterschiedlichen Modulationsindizes m_{BS} in Form der Ausgangsspannung U_T zu entnehmen. Die Messergebnisse zeigen, dass mit einem geringen Modulationsindex m_{BS} die Ausgangsspannung U_T sinkt.

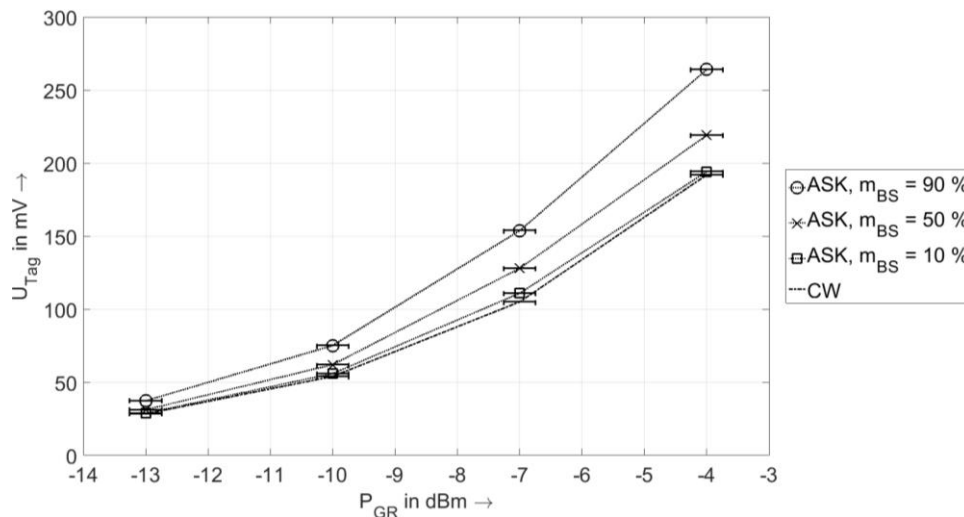


Abbildung 5.1: Ausgangsspannung U_T eines Transpondergleichrichters mit PCC110-Diode nach Abbildung 4.8 für verschiedene ASK-modulierte Trägersignale.

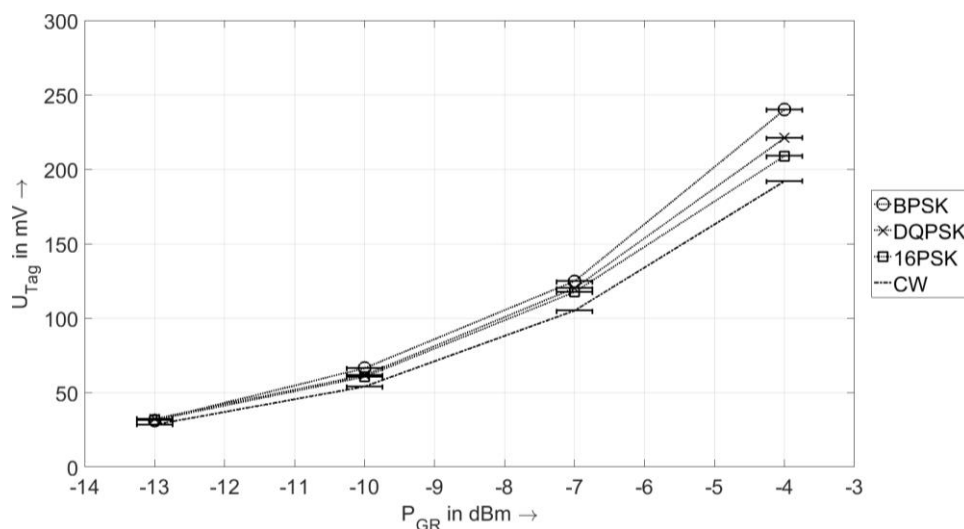


Abbildung 5.2: Ausgangsspannung U_T eines Transpondergleichrichters mit PCC110-Diode nach Abbildung 4.8 für verschiedene PSK-modulierte Trägersignale.

Abbildung 5.2 ist die Ausgangsspannung U_T bei verschiedenen PSK-modulierten Trägersignalen zu entnehmen. Wieder der Abbildung zu entnehmen ist, sinkt die Ausgangsspannung U_T mit steigendem Grad der PSK-Modulation. Des Weiteren haben die Untersuchungen ergeben, dass die Ausgangsspannung U_T für die einzelnen ASK- und PSK-Modulationsverfahren in Abhängigkeit der Pseudozufallsbitfolge (PRBS) variiert. Da die jeweiligen Kurvenscharen in Abbildung 5.1 und Abbildung 5.2 oberhalb der CW-Kurve liegen, folgt, dass durch die untersuchten PSK- und ASK-Modulationen die Spannungen am Ausgang des Transpondergleichrichters gegenüber einem CW-Träger erhöht werden kann. Die so erzielte Leistungsverstärkung kann nach (5.1) in Abbildung 5.3 für die Messergebnisse aus Abbildung 5.1 entnommen werden.

$$G_P = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{U_T}{U_{T,CW}} \right) \quad (5.1)$$

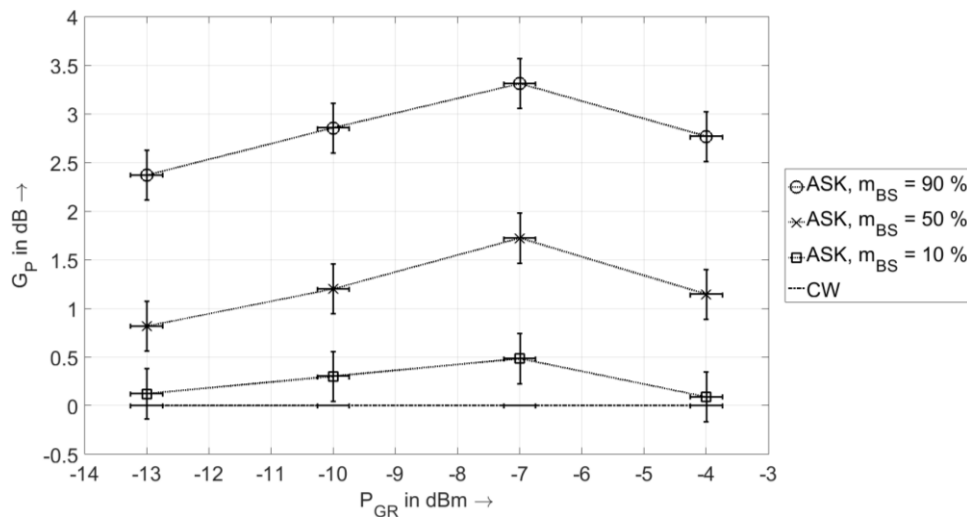


Abbildung 5.3: Leistungsverstärkung G_P eines Transpondergleichrichters mit PCC110 Diode nach Abbildung 4.8 für ein CW-Trägersignal und verschiedene ASK-modulierte Trägersignale bei unterschiedlichen Eingangsleistungen P_{GR} .

Um einen eventuellen Einfluss der Übertragungsrate auf die Leistungssteigerung G_P zu untersuchen, wurde die Leistungssteigerung G_P bei

Übertragungsraten von 100 kbit/s, 400 kbit/s, 800 kbit/s und 1200 kbit/s gemessen. Die Messergebnisse zeigten, dass die Übertragungsrate der PRBS keinen Einfluss auf die Leistungsverstärkung G_P hat. Die im Weiteren dargestellten Ergebnisse sind, soweit nicht explizit anders erwähnt, bei einer Übertragungsrate der PRBS von 400 kbit/s ermittelt worden.

Die Kurvenscharen in Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 repräsentieren die Leistungsverstärkung G_P verschiedener ASK/PSK-modulierter Trägersignale, entsprechend des Inband-RFID-Ansatzes. Es ist ersichtlich, dass das Übertragungsratenverhältnis zwischen dem ASK- und PSK-modulierten Signalanteil des Trägersignals keine signifikante Auswirkung auf die Leistungsverstärkung G_P hat. Einen wesentlichen Einfluss auf die Leistungsverstärkung hat wiederum der Modulationsindex. Analog zu Abbildung 5.1 und Abbildung 5.3 ist in Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 zu beobachten, dass die Leistungsverstärkung G_P mit zunehmendem Modulationsindex m_{BS} steigt.

In Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 ist zudem auffallend, dass die Leistungsverstärkung G_P mit zunehmender Eingangsleistung am Transpondergleichrichter P_{GR} abnimmt. Die damit verbundene geringer Gleichrichtereffizienz resultiert daraus, dass der Sperrstrom der Diode ansteigt, wie in Unterabschnitt 2.1.1. Das abnehmen der in Abbildung 5.4 und Abbildung 5.5 dargestellten Leistungsverstärkung G_P ist zudem durch die Tatsache verstärkt, dass der interne Sendeverstärker der verwendeten B200 SDR-Plattform für die ASK/PSK-Trägerkombination ab etwa -7 dBm bis -4 dBm Eingangspegel am Transpondergleichrichter im Grenzbereich ist. So konnte auf dem im Messaufbau integrierten Spektrum-Analysator (siehe Abbildung 4.7), ein stark zunehmender Rauschpegel festgestellt werden.

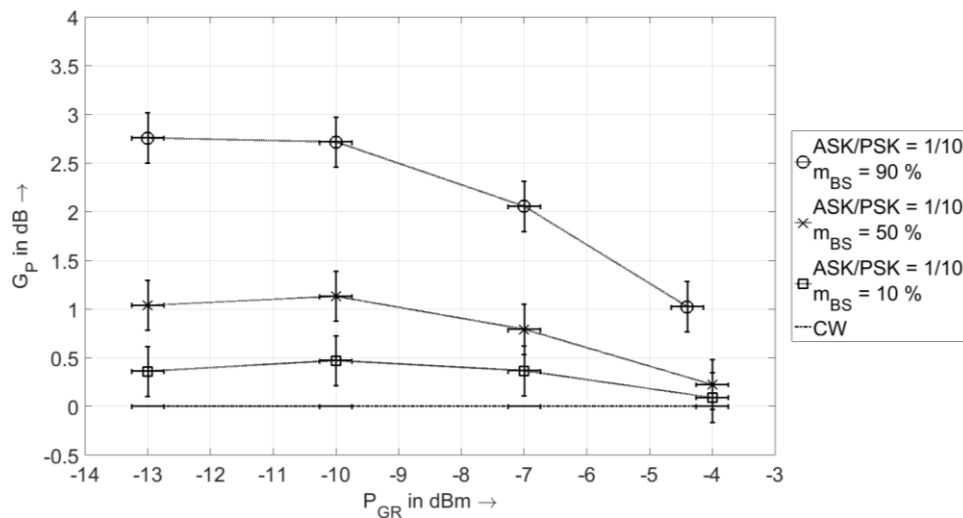


Abbildung 5.4: Leistungsverstärkung eines Transpondergleichrichters mit PCC110 Diode für ein CW-Trägersignal und verschiedene ASK/PSK-Kombinationen bei einem Übertragungsratenverhältnis von 1/10 zwischen ASK- und PSK-Signalanteil.

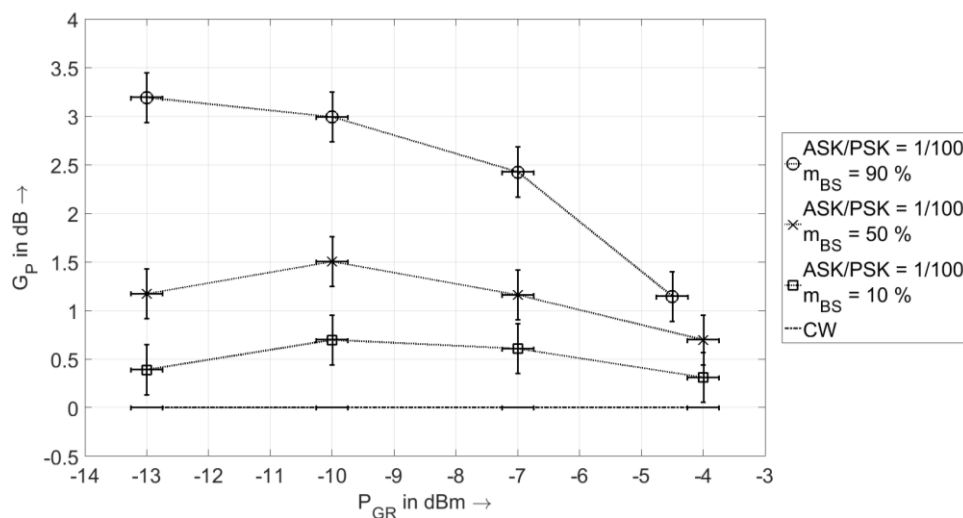


Abbildung 5.5: Leistungsverstärkung eines Transpondergleichrichters mit PCC110 Diode für ein CW-Trägersignal und verschiedene ASK/PSK-Kombinationen bei einem Übertragungsratenverhältnis von 1/100 zwischen ASK- und PSK-Signalanteil.

Zusammengefasst konnte festgestellt werden, dass durch die Trägermodulation im Vergleich zu einem CW-Trägersignal die Leistungsfähigkeit von RFID-Systemen gesteigert werden kann.

5.2 Systemverhalten ohne Backscatter

Die Untersuchungen des Basisband-Modells, wie in Abbildung 4.9 dargestellt, haben ergeben, dass ein Frequenzoffset Δf von bis zu 10 % kompensiert werden kann. Daher kann der Frequenzoffset Δf , der durch die Backscatter-Modulation auftritt und die prozentuale Abweichung von der Übertragungsrate angibt, für die gewählte Kommunikationsstrecke als unkritisch eingestuft werden.

Darüber hinaus haben die Simulationen gezeigt, dass das aufgebaute Matlab-Simulink-Modell und das aufgebaute GNURadio-Modell zu vergleichbaren Ergebnissen führen. Wie die Untersuchungen gezeigt haben, können somit zum Beispiel die Filterkoeffizienten für den Sari-Detektor im GNURadio-Modell zunächst mit Matlab berechnet und anschließend mit dem Matlab-Simulink-Modell getestet werden. Diese Erkenntnisse sowie der Einfluss verschiedener Überabtastungsfaktoren im RRC-Filter ovs_{RRC} wurden in [SMBG16] detailliert beschrieben.

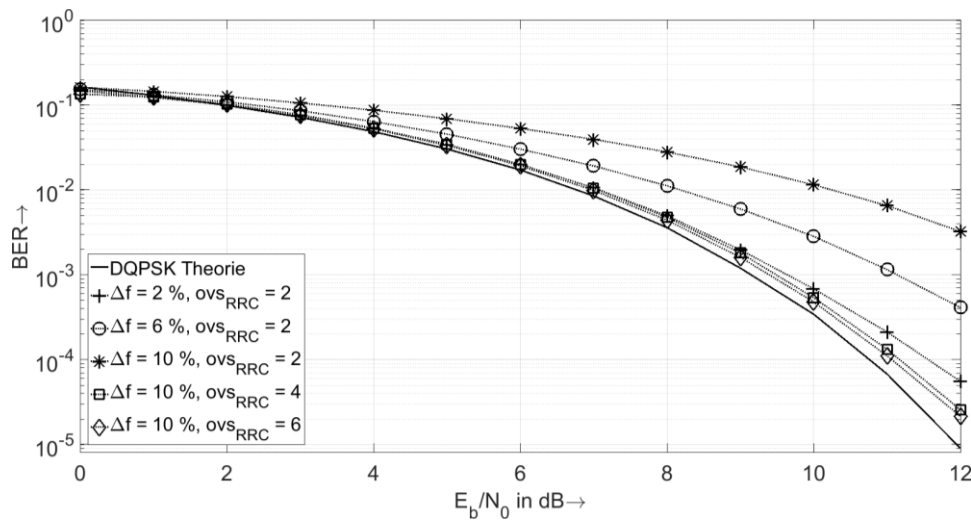


Abbildung 5.6: BER-Kurven für verschiedene Überabtastungsfaktoren im RRC-Filter ovs_{RRC} und bei einem Frequenzoffset Δf von bis zu 10 %, ermittelt mit einem Matlab-Simulink-Modell entsprechend Abbildung 4.9.

Bezüglich der Überabtastung im RRC-Filter ovs_{RRC} wurde festgestellt, dass eine Überabtastung $ovs_{RRC} \geq 4$ im RRC-Filter hinreichend gute BER-Messungen

ermöglicht. Wie in Abbildung 5.6 dargestellt ist, liegen die mit einer Überabtastung $ovs_{RRC} \geq 4$ gemessenen BER-Kurven nahezu auf der theoretischen BER-Kurve für DQPSK. Für eine Überabtastung $ovs_{RRC} = 2$ weisen die BER-Messungen hingegen deutlich schlechtere Werte auf. Der Versatz des BER-Messwertes bei einer zweifachen Überabtastung und einem Frequenzoffset von 10 % liegt etwa bei 3 dB, wie der Abbildung 5.6 entnommen werden kann. Soweit nicht explizit genannt, ist bei den weiteren Ergebnissen eine vierfache Überabtastung im RRC-Filter anzunehmen.

Der ebenfalls zunächst im Basisband untersuchte Einfluss der ASK/PSK-Kombination auf die Bitfehlerrate kann Abbildung 5.7 entnommen werden. Wie im zuvor in erläuterten Sachverhalt, sind die Ergebnisse mit ASK/PSK-Kombination aufgrund der Patentanmeldung [PA1] bis dato unveröffentlicht.

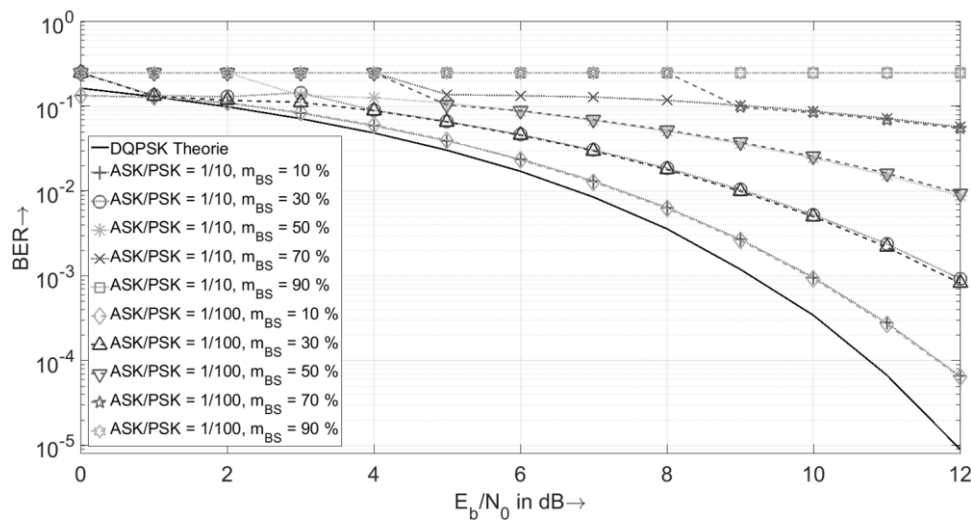


Abbildung 5.7: BER-Kurven für verschiedene Modulationsindizes m_{BS} zwischen 10 % und 90 % sowie für Übertragungsratenverhältnisse zwischen ASK und PSK von 1/10 und 1/100, ermittelt mit einem GNURadio-Modell entsprechend Abbildung 4.9.

In Abbildung 5.7 ist zu erkennen, dass mit steigendem Modulationsindex m_{BS} die Bitfehlerrate signifikant schlechter wird. Die obersten BER-Punkte, wo die abknickenden Stellen in den Kurven zu erkennen sind, liegen alle bei einem BER-Wert von 0,25. Dieser Wert wird von der implementierten Software-Bitfehlermessung ausgegeben, wenn kein gültiger Messwert ermittelt werden konnte. Wie aus Abbildung 5.7 ebenfalls zu entnehmen ist, hat das

Übertragungsratenverhältnis zwischen ASK und PSK bei 1/10 und 1/100 keinen erkennbaren Einfluss auf die Bitfehlerrate. Bei einem Übertragungsratenverhältnis zwischen ASK und PSK von 1/1 liegen die BER-Kurven für die jeweiligen Modulationsindizes m_{BS} minimal oberhalb der in Abbildung 5.7 dargestellten Kurven. Dasselbe Verhalten war bei den Messungen, die mit dem GNURadio-Modell ebenfalls über Funk bei 5,725 GHz und verschiedenen Distanzen durchgeführt wurden, zu beobachten.

Abbildung 5.8 zeigt die DQPSK Bitfehlerrate für verschiedene Verstärkungsfaktoren des Tx-Pfads G_{GS} und Rx-Pfads G_{GE} der B200 SDR-Plattform, die eine gemessene Isolation von etwa 49 dB zwischen Tx- und Rx-Pfad aufweist. Die Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} müssen bei der Ansteuerung der SDR-Plattform aus dem Entwicklungstool GNURadio ebenso mitgegeben werden, wie die gewünschte Trägerfrequenz f_0 . Wie aus Abbildung 5.8 ersichtlich, konnten für alle untersuchten Kombinationen von Verstärkungsfaktoren niedrige Bitfehlerraten ermittelt werden. Dass das in Abbildung 5.7 dargestellte Verhalten für verschiedene Modulationsindizes m_{BS} unter Verwendung der SDR-Plattform identisch ist, ist auf hardwarebedingtes Übersprechen zurückzuführen.

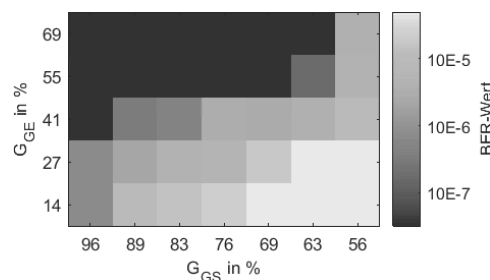


Abbildung 5.8: DQPSK Bitfehlerrate, gemessen mit der B200 SDR-Plattform bei 50 Ω abgeschlossenem Tx- und Rx-Pfad für die verschiedenen Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} .

Allgemein sind alle in diesem Abschnitt dargestellten BER-Kurven mit einer AGC vor der Takt- und Trägersynchronisation aufgezeichnet, wie in Kapitel 3 beschrieben. Ohne AGC weisen die BER-Kurven sowohl im Basisband als auch über Funk einen deutlichen Versatz gegenüber der theoretischen DQPSK BER-Kurve auf. Dies ist in [SMBG16] detailliert beschrieben.

5.3 Systemverhalten mit Backscatter

In diesem Abschnitt wird das Verhalten des Untersuchungssystems mit Backscatter und unter Verwendung eines CW-Trägersignals beschrieben. In Abbildung 5.9 sind unter *a)* und *b)* die gemessene Bitfehlerrate des Backscatters und in *c)* und *d)* die während der BER-Messungen ermittelten Spitzenwerte des Transpondersignals in dB zu entnehmen. Während die Ergebnisse auf der rechten Seite der Abbildung 5.9 in *b)* und *d)* mit einem externen LNA zwischen Rx-Antenne und Rx-Pfad der B200 SDR-Plattform gemessen wurden, wurde bei den Messungen in *a)* und *c)* auf den externen LNA verzichtet.

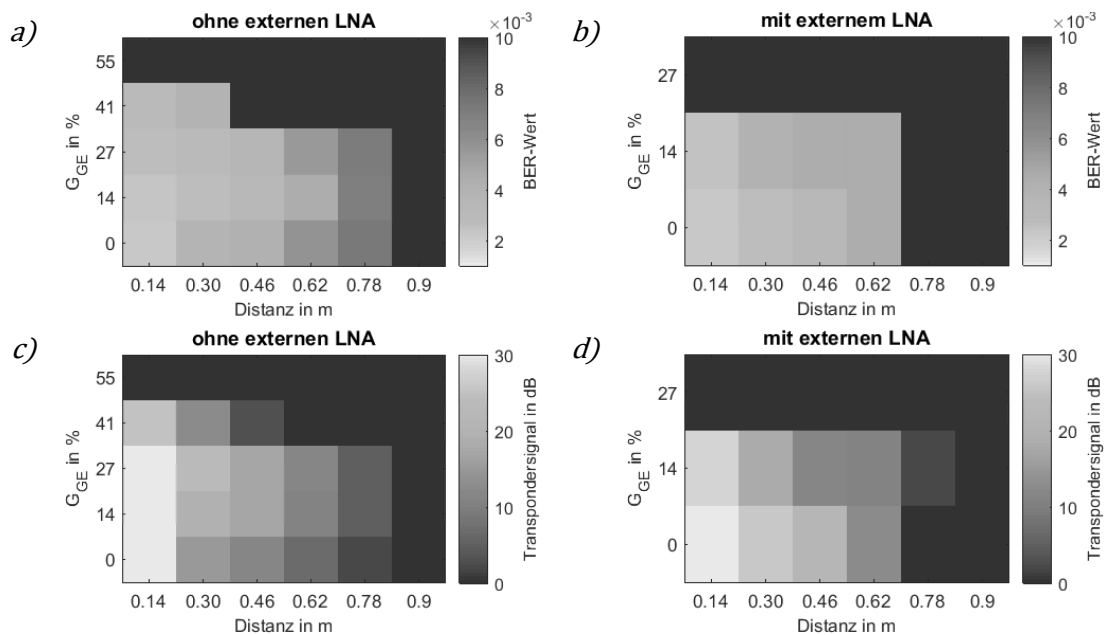


Abbildung 5.9: In einem Messaufbau mit parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen sowie mit und ohne externen LNA gemessene Bitfehlerrate und Spitzenwerte des Transpondersignal in dB.

Bei der Betrachtung von Abbildung 5.9 fällt auf, dass bei einem Verstärkungsfaktor des Rx-Pfads von $G_{GE} = 27 \%$, in Verbindung mit einem externen LNA und bei einem Verstärkungsfaktor von $G_{GE} = 55 \%$ ohne externen LNA, keine Bitfehlerrate ermittelt werden konnte. Der Grund hierfür ist, dass in der Signalverarbeitungssoftware ein stark ansteigender Rauschpegel zu beobachten war, sodass das Transpondersignal nicht separiert und demoduliert werden konnte. Das Frequenzspektrum des Empfangssignals der B200 SDR-Plattform für diese beiden Fälle ist Abbildung 5.10 exemplarisch zu entnehmen. In Abbildung 5.10 *a)* ist das Frequenzspektrum für den Fall abgebildet, dass das Transpondersignal korrekt empfangen werden kann, wohingegen Abbildung 5.10 *b)* den entgegengesetzten Fall wiedergibt. Das grün dargestellte Signal in Abbildung 5.10 *a)* ist das Empfangssignal. In blau ist das Empfangssignal nach dem Tiefpassfilter dargestellt und in rot das von der AGC verstärkte Signal vor der Demodulation (vergleiche Abbildung 3.26).

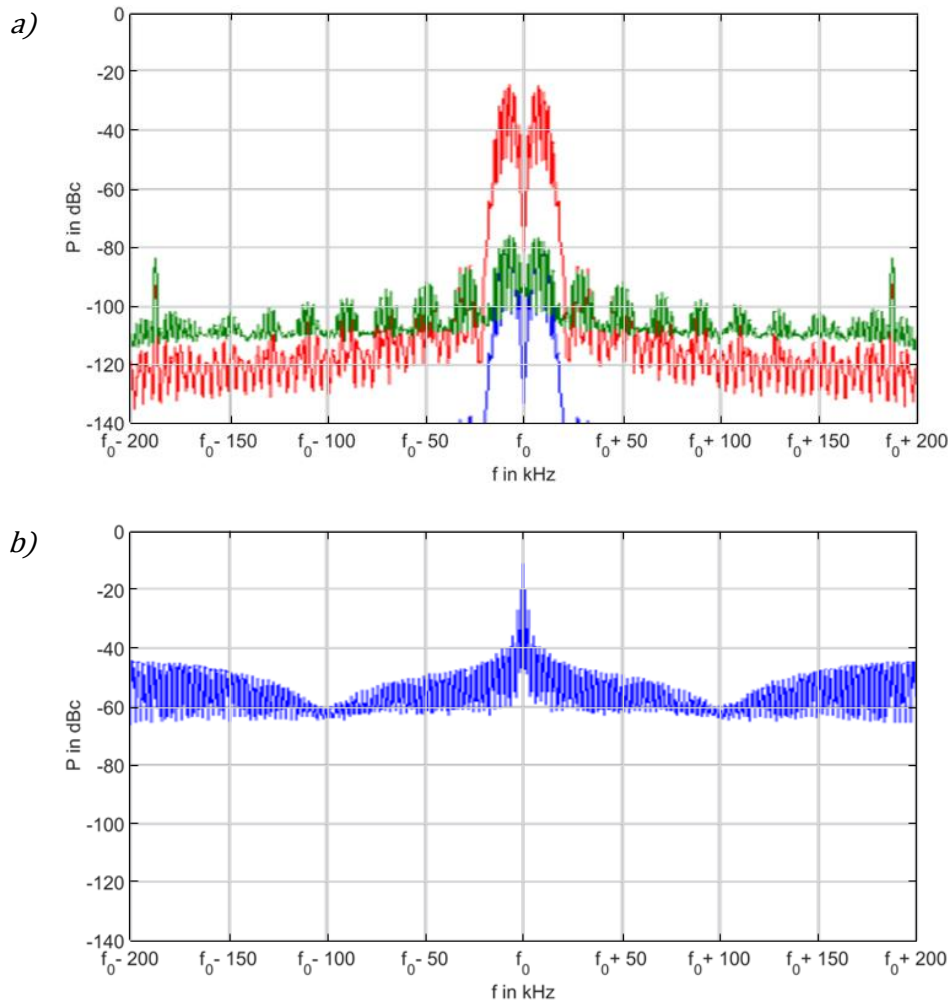


Abbildung 5.10: Exemplarisches Beispiel des Frequenzspektrums eines demodulierbaren Transpondersignals, empfangen mit der B200 SDR-Plattform und aufgezeichnet mit GNURadio in *a*). In *b*) ist der Fall, dass das Transpondersignal aufgrund des Rauschpegels nicht separiert und demoduliert werden kann, dargestellt.

Da die Backscatter-Modulation zu einem Amplituden- und Phasenversatz führt, kann die Backscatter-Demodulation, wie in Abschnitt 3.5 beschrieben, anhand der Signalamplitude oder der Signalphase erfolgen. Hierfür muss lediglich die Phase bestimmt werden, was sowohl vor der Tiefpass-Filterung als auch nach der Takt-Synchronisation erfolgen kann, da es sich um ein zeitinvariantes System handelt. Wie die Untersuchungen gezeigt haben, ist die Backscatter-

Demodulation anhand der Phase wesentlich stabiler als die Backscatter-Demodulation anhand der Amplituden.

Abbildung 5.9 ist weiter zu entnehmen, dass in dem aufgebauten Untersuchungssystem die Lesereichweite des Backscatters stark begrenzt ist. Die kalkulierte Distanz von einem Meter zwischen Backscatter und SDR-Plattform wird nicht erreicht. Sowohl mit als auch ohne externen LNA ist das korrekte Empfangen des Transpondersignals ab 0,62 m nicht mehr möglich. Dies ist auf das verglichen mit dem kalkulierten Pegeldiagramm wesentlich schlechtere Pegeldiagramm des Untersuchungssystems zurückzuführen. Wie bereits im Abschnitt 4.1 beschrieben ist das schlechtere Pegeldiagramm des Untersuchungssystems auf den geringen Gewinn der Antennen zurückzuführen. Aus dem kalkulierten Pegeldiagramm wurde abgeleitet, dass ein Meter Distanz zwischen Transponder und SDR-Plattform entsprechend der geltenden Richtlinien möglich sein sollte. Unter Verwendung von Antennen, die eine höhere Verstärkung ausweisen als die eingesetzten Arrayantennen, sollte der kalkulierte Meter Distanz auch mit dem Untersuchungssystem realistisch sein, siehe Abbildung 4.5.

Da mit dem aufgebauten Untersuchungssystem nicht die gewünschte Distanz von bis zu einem Meter erreicht wurde, wurde bei den zunächst durchgeführten Untersuchungen zur Funktionalität und Stabilität der digitalen Trägerunterdrückung auf den PA verzichtet. Der Grund hierfür ist, dass das Untersuchungssystem ohne PA und das hierfür benötigte Netzteil handlicher ist. Für die Untersuchungen zur Funktionalität und Stabilität der digitalen Trägerunterdrückung geht aus dem Messaufbau ohne PA kein Nachteil hervor. Um den neuen Ansatz mit digitaler Trägerunterdrückung abschließend über eine Distanz von bis zu einem Meter zu beurteilen, wird der PA wieder in den Messaufbau eingesetzt.

Der Abbildung 5.11 sind die Untersuchungsergebnisse des Messaufbaus mit parallel angeordneten Basisstationsantennen und ohne PA zu entnehmen. Dargestellt sind die Messwerte für verschiedene Verstärkungsfaktoren des Rx-Pfads G_{GE} und des Tx-Pfads G_{GS} und für die Distanzen von 0,14 m, 0,3 m und 0,46 m. Die äquivalenten Ergebnisse für den Messaufbau mit orthogonal angeordneten Basisstationsantennen sind Abbildung 5.12 zu entnehmen. Die

jeweils gemessenen Bitfehlerraten sind auf der linken Seite der Abbildung 5.11 und Abbildung 5.12 in *a)*, *c)* und *e)* zu sehen, auf der rechten Seite in *b)*, *d)* und *f)* entsprechend die Spitzenwerte des Transpondersignals in dB. Die Farbskalen sind für die Bitfehlerraten und Spitzenwerte des Transpondersignals über alle Abbildungen einheitlich skaliert. Schlechtere Ergebnisse werden dunkler dargestellt, bessere Ergebnisse sind heller dargestellt.

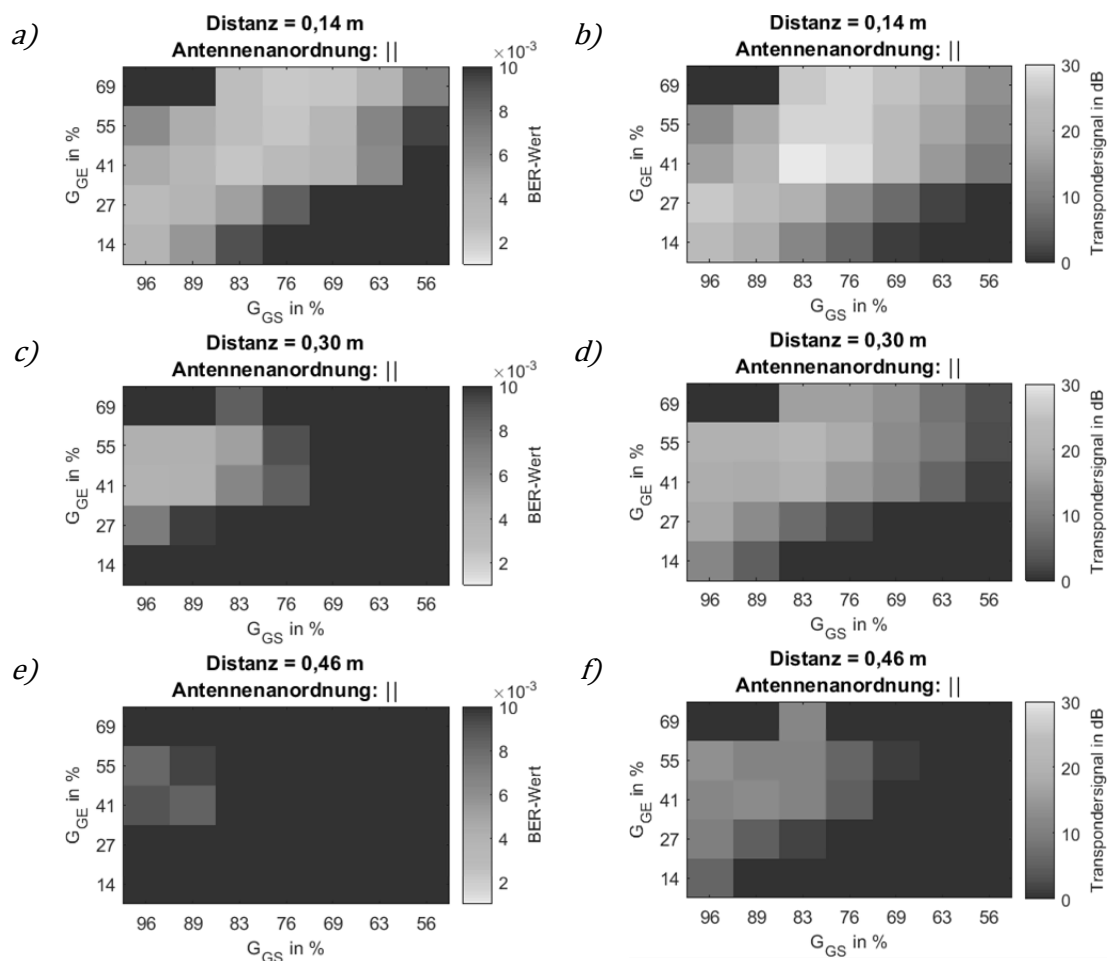


Abbildung 5.11: Messergebnisse für ein CW-Trägersignal, mitparallel zueinander angeordneten Antennen an der Basisstation, über Distanzen von 0,14 m in *a)* und *b)*, 0,30 m in *c)* und *d)* und 0,46 m in *e)* und *f)*.

Die Abbildung 5.11 und Abbildung 5.12 zeigen, dass sowohl bei parallel als auch bei orthogonal zueinander angeordneten Antennen die Bitfehlerraten und die

Spitzenwerte über die Distanz stark abnehmen, sodass der primäre Betrachtungsbereich bei einer Distanz von 0,14 m liegt.

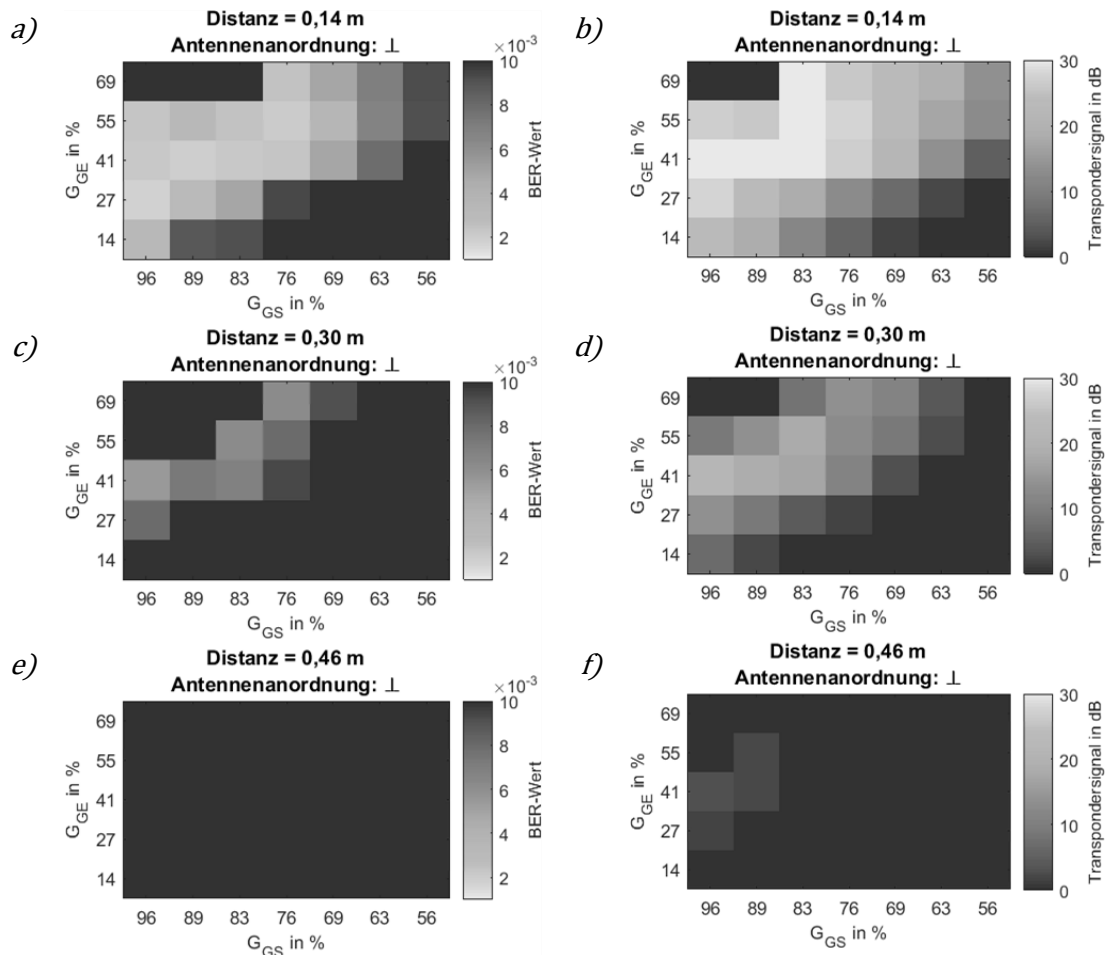


Abbildung 5.12: Messergebnisse für ein CW-Trägersignal, mit orthogonal zueinander angeordneten Antennen an der Basisstation, über Distanzen von 0,14 m in a) und b), 0,30 m in c) und d) und 0,46 m in e) und f).

Auffällig ist zudem, dass sowohl die BER-Werte als auch die Spitzenwerte im Messaufbau mit orthogonal zu einander angeordneten Basisstationsantennen bei der Distanz von 0,14 m besser sind als die des Messaufbaus mit parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen. Mit zunehmender Distanz dreht sich dieser Sachverhalt um, wie die Messergebnisse bei einer Distanz von 0,46 m eindeutig zeigen.

Bei der Betrachtung der Abbildung 5.11 und Abbildung 5.12 ist markant, dass mit dem Untersuchungssystem lediglich für bestimmte Kombinationen von den Verstärkungsfaktoren G_{GE} und G_{GS} akzeptable Werte resultieren. Für $G_{GE} = 69\%$ und $G_{GS} = 96\%$ bzw. $G_{GS} = 89\%$ konnte in keiner der Messungen ein BER- oder Spitzenwert des Transpondersignals ermittelt werden. Gleiches gilt für alle betrachteten Verstärkungsfaktoren G_{GS} , wenn $G_{GE} = 82\%$ gewählt wird. Zurückzuführen ist dieser Effekt auf das hardwarebedingte Übersprechen auf der B200 SDR-Plattform. Für einen Verstärkungsfaktor von $G_{GE} = 82\%$ haben alle ermittelten Messwerte ergeben, dass das System nicht funktioniert, sodass diese Messwerte in Abbildung 5.11 und Abbildung 5.12 sowie in den noch folgenden Abbildungen nicht dargestellt sind.

5.4 Trägerunterdrückung

Wie in Abschnitt 4.5 beschrieben, wird zunächst grundlegend die Funktionalität der digitalen Trägerunterdrückung betrachtet, wobei der Fokus auf den Parametern der Pseudozufallsbitfolgen-Synchronisation (PRBS-Synchronisation) lag. Die Untersuchungen haben für verschiedene Kombinationen der Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} ergeben, dass der Schwellwert zwischen etwa 0,15 und 0,45 gewählt werden sollte. Unterhalb von etwa 0,15 sowie oberhalb von etwa 0,45 ist die Stabilität der digitalen Trägerunterdrückung nicht mehr garantiert. Der sogenannte Schwellwert gibt an, wie viele Bits in der betrachteten Sequenz falsch sein dürfen. Die PRBS-Synchronisation ist so programmiert, dass ganzzahlige Vielfache der PRBS eingelesen werden können und somit die Referenzsequenz im Referenzregister künstlich verlängert wird. Das Gleiche wurde für das Datenregister implementiert und sollte die Möglichkeit bieten, die Synchronisation gegenüber Übertragungsfehlern im PSK-Signalanteil zu stabilisieren. Wie die Auswertungen der Messergebnisse gezeigt haben, führt der Ansatz im Untersuchungssystem zu keiner Verbesserung der Trägerunterdrückung. Der Grund hierfür liegt im hardwarebedingten Übersprechen. Die ebenfalls ausgewerteten Bitfehlerraten des PSK-Signalanteils waren nicht größer als

10^{-5} , für Werte von $G_{GE} = 55\%$ und $G_{GE} = 69\%$ sogar kleiner als 10^{-7} , wie Abbildung 5.8 zu entnehmen ist.

Während der Untersuchung hinsichtlich der grundlegenden Funktionalität sind verschiedene Kombinationen der Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} , unterschiedliche Überabtastungen im RRC-Filter und unterschiedliche Filterkoeffizienten der Takt- und Trägersynchronisation betrachtet worden. Wie die Untersuchungen gezeigt haben, ist der Einfluss der RRC-Filterung bedingten Überabtastung und der Einfluss unterschiedlicher Filterkoeffizienten der Takt- und Trägersynchronisation identisch zu dem Systemverhalten ohne Backscatter (siehe Abschnitt 5.2). Für die Untersuchungen der in Abbildung 5.13 dargestellten Ergebnisse wurde insofern eine vierfache Überabtastung in der RRC-Filterung, ein Verstärkungsfaktor im Tx-Pfad von $G_{GS} = 89\%$ und ein Verstärkungsfaktor im Rx-Pfad von $G_{GE} = 41\%$ gewählt.

In Abbildung 5.13 sind in *a*) die Bitfehlerraten des Transpondersignals, in *b*) die erzielte Trägerunterdrückung in dB und in *c*) die Spitzenwerte des Transpondersignals in dB für eine BPSK, QPSK, DQPSK, 8PSK und 16PSK modulierte Trägersignal und für unterschiedlich lange PRBS dargestellt. Es ist ersichtlich, dass die Trägerunterdrückung für BPSK, QPSK und DQPSK auch bei längeren PRBS so funktioniert, dass das Transpondersignal korrekt empfangen werden kann. Für 8PSK und 16PSK kann das Transpondersignal hingegen nicht korrekt empfangen werden. Die digitale Trägerunterdrückung funktioniert hingegen, wenngleich wesentlich schlechter als bei den anderen drei PSK-Verfahren. Die gemessenen BER-Werte der höheren PSK-Signale lagen, wie die BER-Werte der BPSK-, QPSK- und DQPSK-Signale, bei maximal 10^{-6} .

Auffällig ist zudem, dass die Bitfehlerrate des Transpondersignals, die erzielte Trägerunterdrückung und der Spitzenwert des Transpondersignals von der gewählten Trägermodulation abhängen. Für BPSK konnten beispielsweise die niedrigsten Bitfehlerraten, die höchsten Trägerunterdrückungen und im Mittel die höchsten Spitzenwerte des Transpondersignals ermittelt werden. Beim Vergleich von QPSK und DQPSK ist zu erkennen, dass mit QPSK niedrigere Bitfehlerraten und mit DQPSK höhere Trägerunterdrückungen und höhere Spitzenwerte gemessen wurden. Die Länge der PRBS, für die das Transpondersignal noch korrekt empfangen werden kann, liegt bei BPSK, QPSK

und DQPSK mit jeweils etwa 500 bit in einer ähnlichen Größenordnung. Betrachtet man in Abbildung 5.13 fällt auf, dass bei ab etwa 500 bit eine Filterung und Demodulation des Transpondersignals nicht mehr funktioniert, wohingegen eine Trägerunterdrückung weiterhin möglich ist.

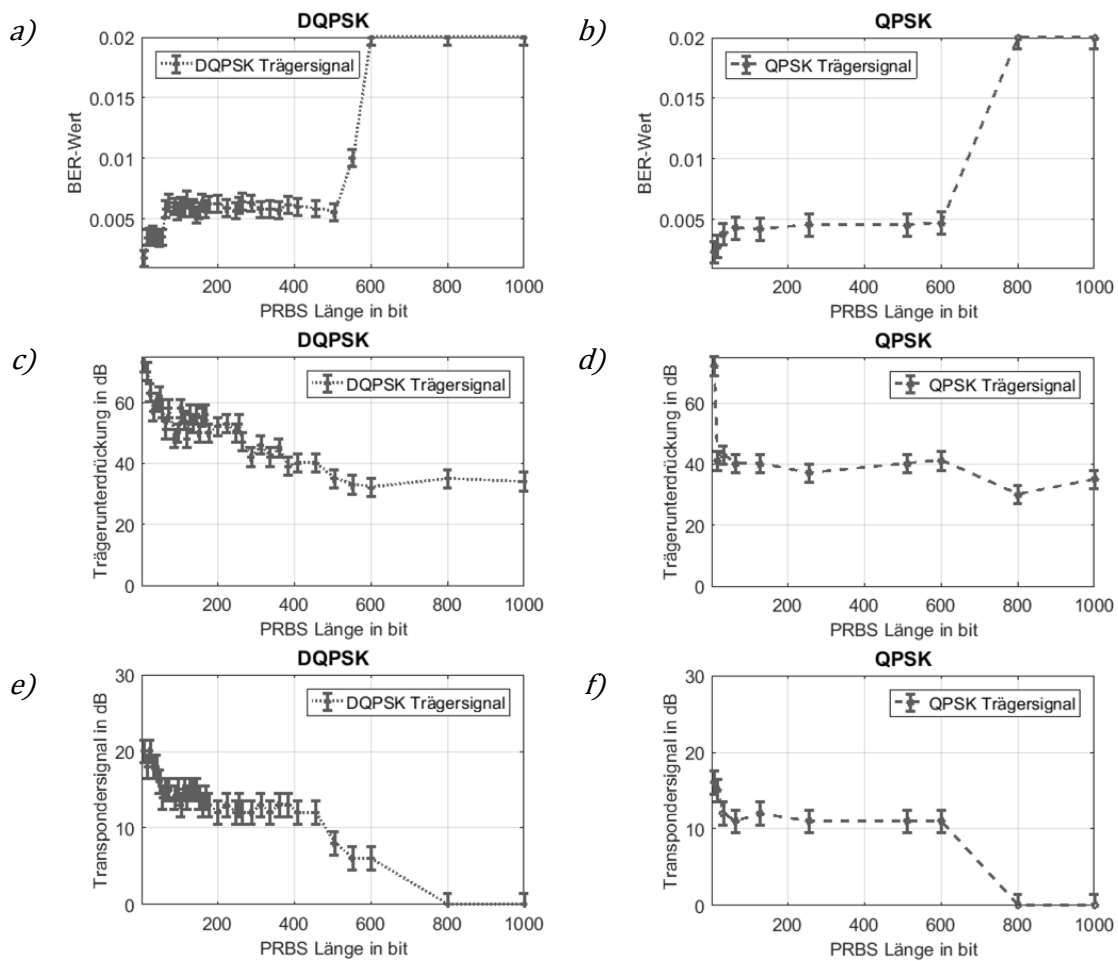


Abbildung 5.13: Messergebnisse für unterschiedliche Längen der PRBS mit ein DQPSK-Trägersignal in a), c) und e), sowie für ein QPSK-Trägersignal in b), d) und f).

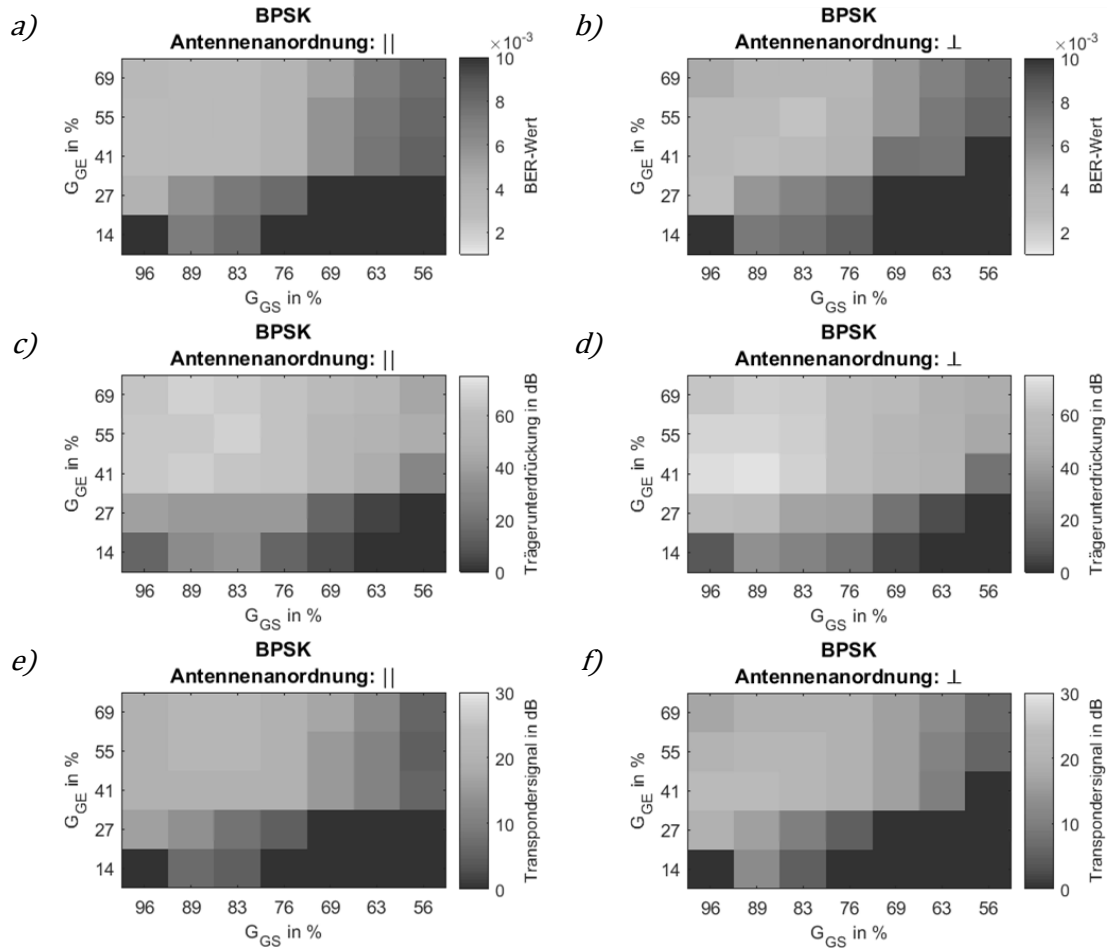


Abbildung 5.14: Messergebnisse für ein BPSK-moduliertes Trägersignal mit parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen in *a)*, *c)* und *e)*, und in *b)*, *d)* und *f)* mit orthogonal zueinander angeordneten Basisstationsantennen.

Aus Abbildung 5.14, Abbildung 5.15, Abbildung 5.16, Abbildung 5.18 und Abbildung 5.19 sind die Bitfehlerraten des Transpondersignals in *a)* und *b)*, die erzielten Trägerunterdrückungen in *c)* und *d)* sowie die ermittelten Spitzenwerte des Transpondersignals in *e)* und *f)* zu entnehmen.

Die in Abbildung 5.14 in *a)*, *c)* und *e)* auf der linken Seite dargestellten Untersuchungsergebnisse wurden mit einem Messaufbau mit parallel zueinander angeordneten Antennen an der Basisstation gemessen. Die Ergebnisse in *b)*, *d)* und *f)* auf der rechten Seite wurden mit orthogonal angeordneten Antennen ermittelt. Im Vergleich zu den Messungen mit CW-

Träger, wie in Abbildung 3.13 dargestellt, ist in Abbildung 5.14 nicht ersichtlich, dass der Messaufbau mit orthogonalen Antennen bessere Werte als jener mit parallelen Antennen liefert. Hingegen fällt auf, dass in den beiden Messaufbauten für unterschiedliche Kombinationen der Verstärkungsfaktoren die jeweils besten Werte ermittelt wurden. So ist für den orthogonalen Fall zu erkennen, dass eine höhere Verstärkung im Tx-Pfad empfehlenswert ist und nicht unbedingt ein Maximum an Verstärkung im Rx-Pfad zielführend ist. Für den parallelen Fall konnten bessere Werte bei einer höheren Verstärkung im Rx-Pfad ermittelt werden. In der Gesamtbetrachtung sind die Unterschiede jedoch minimal. Als geeigneter Funktionsbereich, bezogen auf die Verstärkungsfaktoren, kann für die Verstärkung im Tx-Pfad der Bereich von $G_{GS} = 96\%$ bis $G_{GS} = 76\%$ und im Rx-Pfad der Bereich von $G_{GE} = 69\%$ bis $G_{GE} = 41\%$ festgehalten werden.

In Abbildung 5.15 ist lediglich der zuvor ermittelte Funktionsbereich der Verstärkungsfaktoren dargestellt. Der Grund ist, dass der Ansatz in dem genannten Bereich Messergebnisse in einer vergleichbaren Größenordnung erzielt. In der folgenden Abbildung 5.16 wurde eine über den genannten Bereich der Verstärkungsfaktoren gemittelte Darstellung gewählt, um die Ergebnisse anschaulicher und kompakter vorzulegen. Betrachtet wurden die in Abschnitt 4.5 genannten ASK/PSK-Kombinationen als Trägersignal. Für den PSK-Anteil sind die BPSK-, QPSK- und DQPSK-Modulation verwendet worden. Hinsichtlich des ASK-Anteils sind folgende Modulationsindizes untersucht worden: 10 %, 30 %, 50 %, 70 % und 90 %. Zudem wurde in dem Zusammenhang untersucht, welche Auswirkung sich für die digitale Trägerunterdrückung ergibt, falls das aus der ASK/PSK-Kombination hervorgehende Signal anstatt des PSK-Anteils als Referenzsignal für die PRBS-Synchronisation verwendet wird.

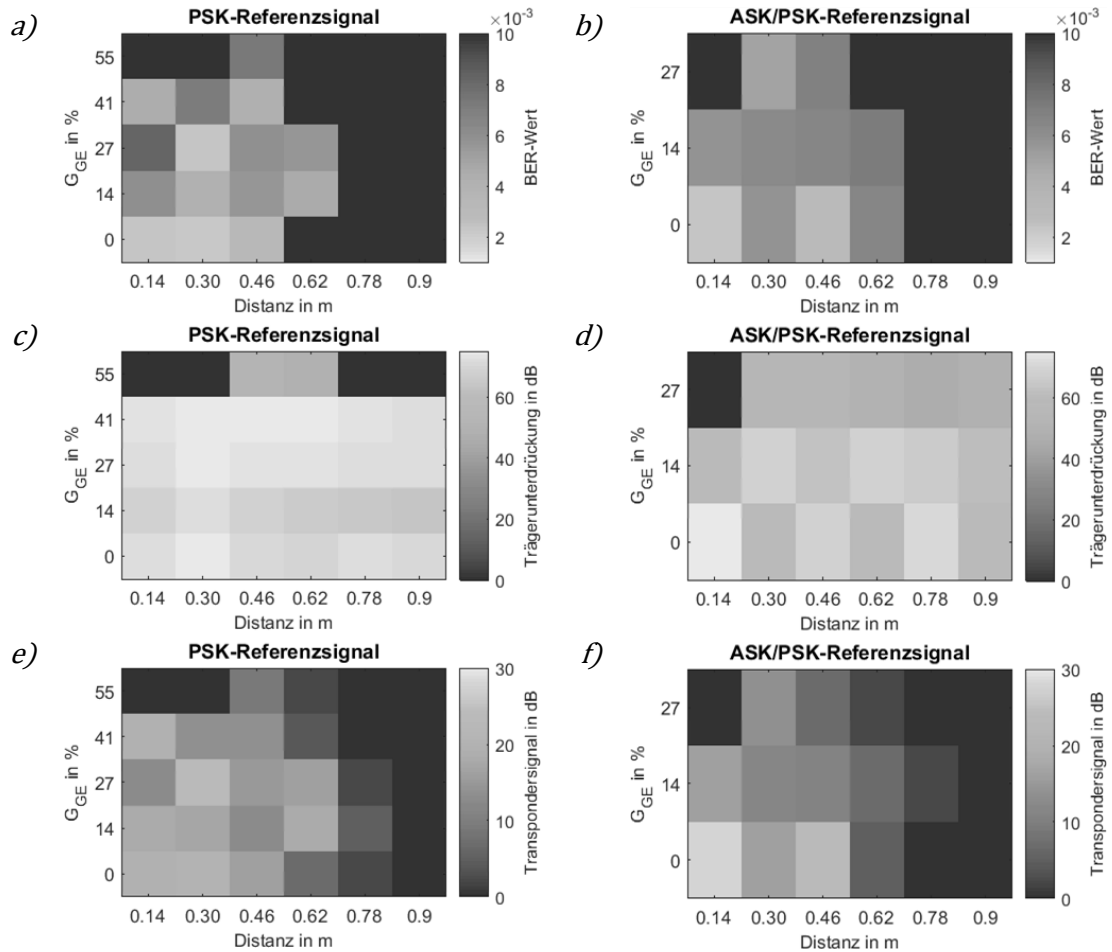


Abbildung 5.15: Messergebnisse eines QPSK/ASK-modulierten Trägers, mit $m_{BS} = 10\%$ und parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen und in *a)*, *c)* und *e)* dem PSK-Anteil des Trägersignals als Referenzsignal für die PRBS-Synchronisation und in *b)*, *d)* und *f)* mit der ASK/PSK-Kombination als Referenzsignal.

Bei den Messungen entsprechend Abbildung 5.15 wurde in *a)*, *c)* und *e)*, die ASK/PSK-Kombination als Referenzsignal verwendet, in *b)*, *d)* und *f)*, hingegen ausschließlich der PSK-Anteil. Vergleicht man die rechte und die linke Seite der Abbildung 5.15, ist zu entnehmen, dass die jeweils höchsten und niedrigsten Messwerte für unterschiedliche Kombinationen der Verstärkungsfaktoren G_{GS} und G_{GE} ermittelt wurden. Im Gesamtüberblick kann nicht festgestellt werden, dass einer der Ansätze für das abgebildete QPSK/ASK-modulierte Trägersignal mit einem Modulationsindex von $m_{BS} = 10\%$ besser ist.

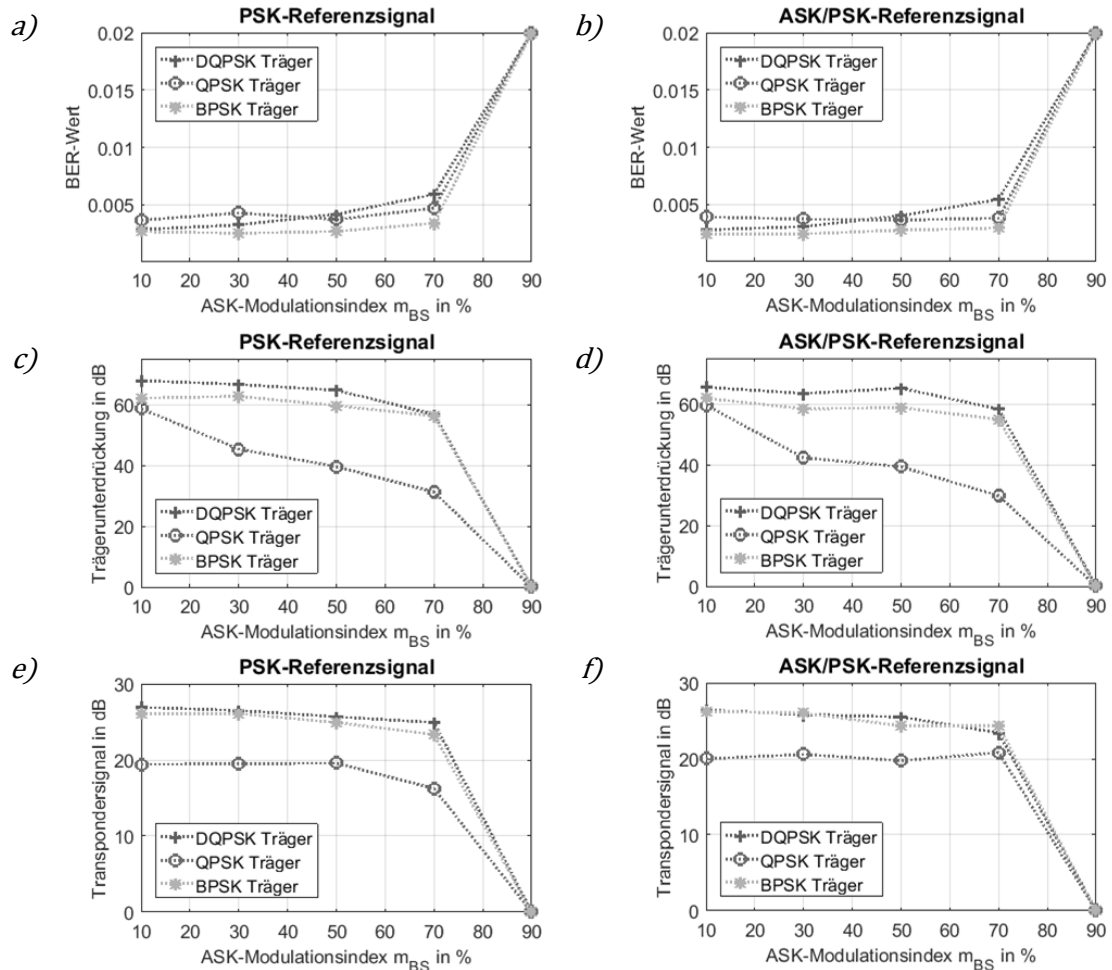


Abbildung 5.16: Messergebnisse mit parallel zueinander angeordneten Basisstationsantennen und dem PSK-Anteil des Trägersignals als Referenzsignal für die PRBS-Synchronisation in *a)*, *c)* und *e)* und in *b)*, *d)* und *f)* mit ASK/PSK-Kombination als Referenzsignal.

In Abbildung 5.16 auf der rechten Seite (in *b)*, *d)* und *f)*) sind wiederum Messergebnisse abgebildet, bei denen die ASK/PSK-Kombination als Referenzsignal zur PRBS-Synchronisation verwendet wurde. Auf der linken Seite, in *a)*, *c)* und *e)*, ist lediglich der PSK-Anteil benutzt worden. Wie bereits erwähnt, sind die abgebildeten Bitfehlerraten, die erzielte Trägerunterdrückung sowie die Spitzenwerte des Transpondersignals über den Bereich der Verstärkungsfaktoren von $G_{GS} = 96\%$ bis $G_{GS} = 76\%$ und $G_{GE} = 69\%$ bis $G_{GE} = 41\%$ gemittelt. Wie aus Abbildung 5.16 hervorgeht, ist das Verhalten des

Systems unter der Verwendung unterschiedlicher Referenzsignale als nahezu identisch einzustufen. Auffallend ist ebenfalls, dass das System für einen Modulationsindex von $m_{BS} = 90\%$ nicht funktioniert. Dass die Funktionalität für $m_{BS} = 90\%$ nicht gegeben ist, lässt sich auf die Takt- und Trägersynchronisation zurückführen. In Abbildung 5.17 a) ist exemplarisch das IQ-Diagramm nach der Takt- und Trägersynchronisation für einen Modulationsindex von $m_{BS} = 70\%$ in Abbildung 5.17 a), und für $m_{BS} = 70\%$ b), dargestellt. Aus der Abbildung geht hervor, dass die Regelung der Takt- und Trägersynchronisation für höhere Modulationsindizes schlechter wird, sodass das Signal nach der Regelung noch einen Phasenrauschen aufweist (siehe Abbildung 5.17 a)).

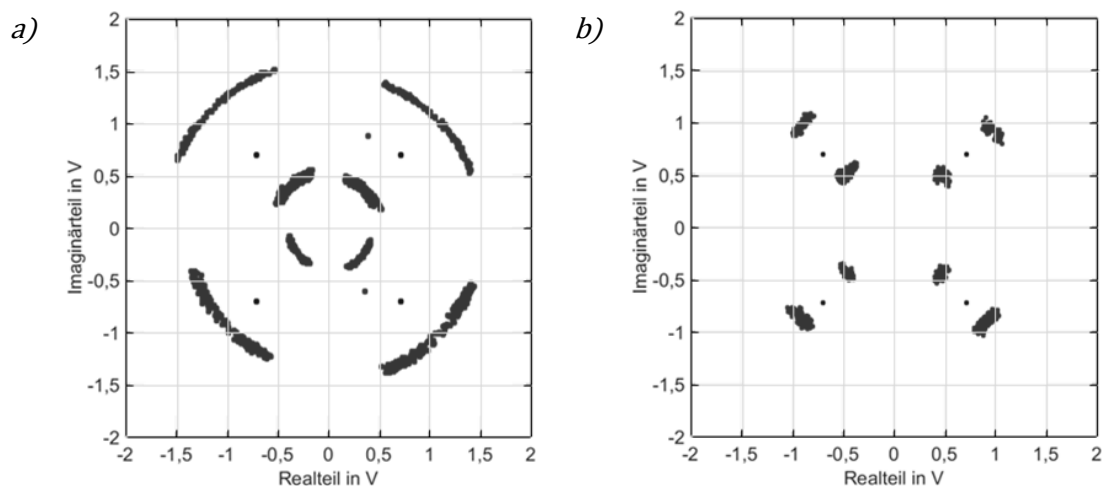


Abbildung 5.17: IQ-Diagramm eines QPSK-Signals nach der Takt- und Trägersynchronisation bei einer ASK/PSK-Trägerkombination und einem Modulationsindex $m_{BS} = 70\%$ in a) und $m_{BS} = 50\%$ in b).

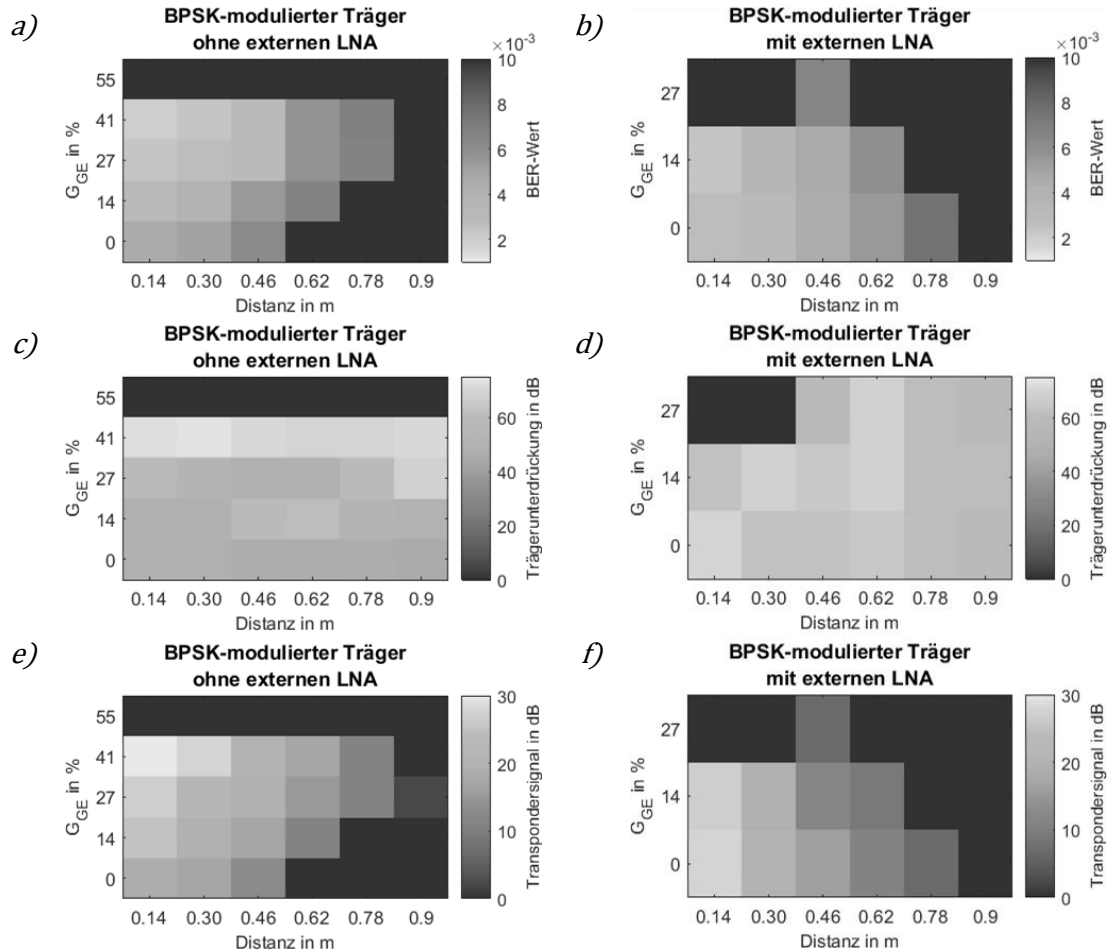


Abbildung 5.18: Messergebnisse für ein BPSK-moduliertes Trägersignal und orthogonal zueinander angeordneten Antennen mit externem LNA in *b)*, *d)* und *f)* und ohne externen LNA in *a)*, *c)* und *e)*.

Abschließend werden die in Abbildung 5.18 dargestellten Untersuchungsergebnisse für eine BPSK-moduliertes Trägersignal in einem Messaufbau mit parallel zueinander ausgerichteten Basisstationsantennen sowie einem PA betrachtet. Auf der rechten Seite, in *b)*, *d)* und *f)*, sind die Messwerte mit einem externen LNA im Rx-Pfad des Untersuchungssystems aufgenommen worden. Die auf der linken Seite der Abbildung 5.18 in *a)*, *c)* und *e)* dargestellten Messwerte wurden hingegen ohne zusätzlichen LNA aufgenommen.

Vergleicht man die Untersuchungsergebnisse von Abbildung 5.9, wo die Bitfehlerraten und die Spitzenwerte des Transpondersignals unter Verwendung

eines CW-Trägersignals ermittelt wurden, mit den Ergebnissen aus Abbildung 5.18, fällt auf, dass das Systemverhalten mit externem LNA nahezu identisch ist. Ohne externen LNA ist hingegen zu beobachten, dass die tendenziell besseren Messwerte beim CW- Trägersignal für niedrigere Verstärkungsfaktoren G_{GE} erzielt werden. Im Falle des BPSK-modulierten Trägersignals werden die besseren Messergebnisse hingegen bei höheren Verstärkungsfaktoren G_{GE} ermittelt. Es ist bei $G_{GE} = 41 \%$ zudem zu erkennen, dass der Ansatz mit PSK-moduliertem Trägersignal noch funktioniert, während das System bei Verwendung eines CW-Trägersignals aufgrund des Übersprechens nicht mehr funktioniert. Das identische Verhalten ist ebenfalls bei einem QPSK- und einem DQPSK-modulierten Trägersignal zu beobachten, wie Abbildung 5.19 exemplarisch für DQPSK zu entnehmen ist. In Abbildung 5.18 und Abbildung 5.19 ist weiter zu erkennen, dass die erzielte Lesereichweite in einer vergleichbaren Größenordnung wie die mittels des CW-Trägersignals erzielte Lesereichweite liegt. Folglich wird die ursprünglich kalkulierte Distanz zwischen Basisstation und Transponder von einem Meter nicht erreicht, was jedoch, wie bei dem CW-Träger, auf das niedrigere Pegeldiagramm des Untersuchungssystems zurückzuführen ist (siehe Abbildung 4.5).

Zudem ist für die Messungen mit einem CW-Trägersignal und mit einem moduliertem Trägersignal klar zu erkennen, dass, wie in Abschnitt 2.1.3 beschrieben, der Eingangspegel an der Basisstation zu groß ist, sodass eine analoge Trägerunterdrückung vorgeschaltet werden sollte. Eine wissenschaftlich detaillierte Untersuchung der digitalen Trägerunterdrückung in Kombination mit einer analogen Trägerunterdrückung wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht durchgeführt.

In einem parallel zu dieser Arbeit laufenden Projekt konnte die entwickelte digitale Trägerunterdrückung rudimentär in Kombination mit den in [MSKB16] vorgestellten analogen Trägerunterdrückungen im UHF-Bereich getestet werden. Die Messungen haben ergeben, dass die erzielte digitale Trägerunterdrückung um zum Teil deutlich über 20 dB gesteigert werden konnte. Als Summe aus analoger und digitaler Unterdrückung konnten so über 120 dB erzielt werden, was über den bis dato veröffentlichten Werten liegt.

Zudem war bei diesen Messungen zu beobachten, dass die Kombination mit einer passiven Trägerunterdrückung wesentlich effektiver ist als die Kombination mit einem aktiven Ansatz.

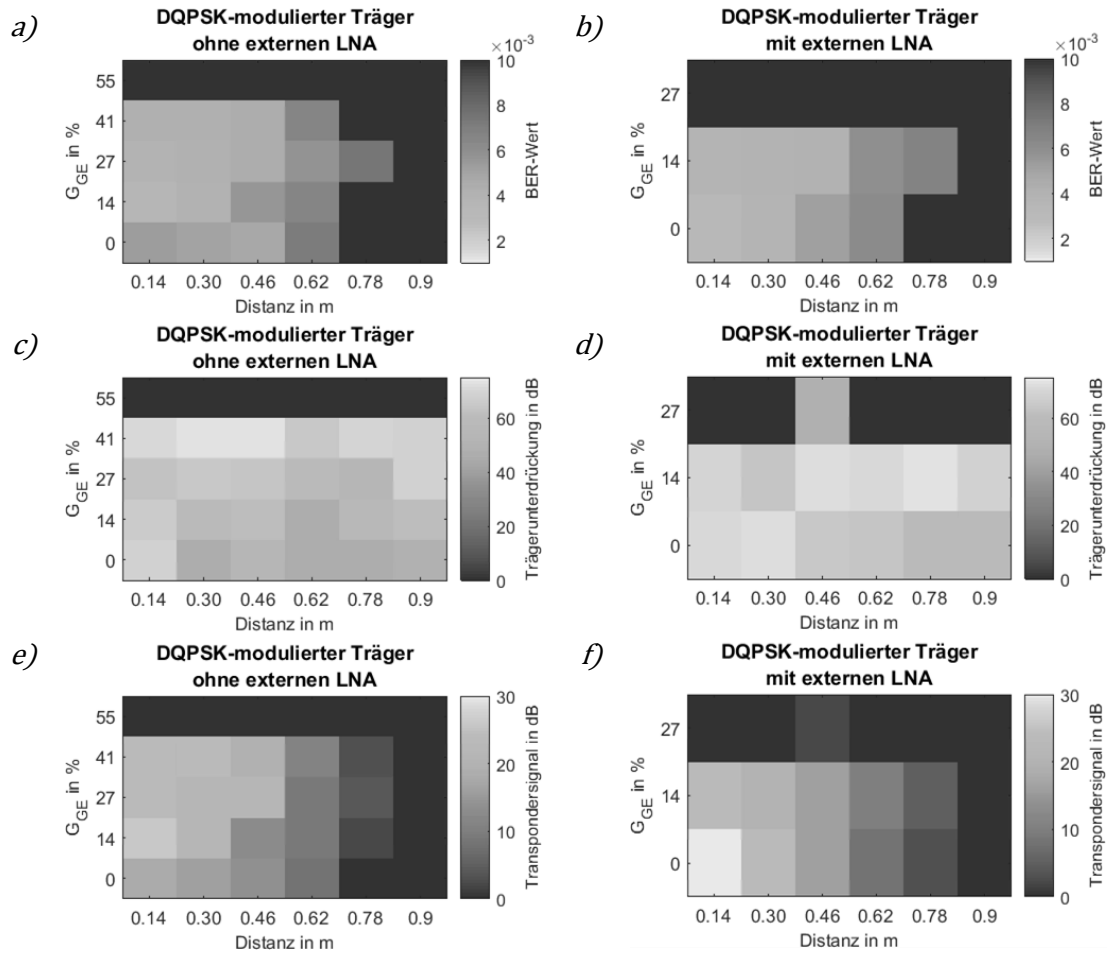


Abbildung 5.19: Messergebnisse für ein DQPSK-moduliertes Trägersignal und orthogonal zueinander angeordneten Antennen mit externem LNA in b), d) und f) und ohne externen LNA in a), c) und e).

6 Diskussion

6.1 Fazit

In der vorliegenden Arbeit wurde ein neues Übertragungsverfahren zur Inband-Kommunikation in RFID-Systemen entwickelt. Das charakteristische Merkmal dieser Inband-RFID-Kommunikation ist, dass das Transpondersignal im Frequenzband des Trägersignals liegt. Aus dieser einzigartigen Eigenschaft resultiert, dass die Datenübertragung zwischen einem Transponder und einer Basisstation vor dem unbefugten Zugriff Dritter weitgehend geschützt ist.

Das aus der Inband-RFID-Kommunikation resultierende Frequenzspektrum ist in Abbildung 6.1 skizziert. Zum Vergleich ist das Frequenzspektrum eines Standard-RFID-Systems dargestellt, bei dem das Transpondersignal im Frequenzbereich rechts und links neben dem Trägersignal liegt. Aufgrund der größeren Bandbreite des Trägersignals liegt das Transpondersignal bei Inband-RFID-Systemen innerhalb des vom Trägersignal belegten Frequenzbands.

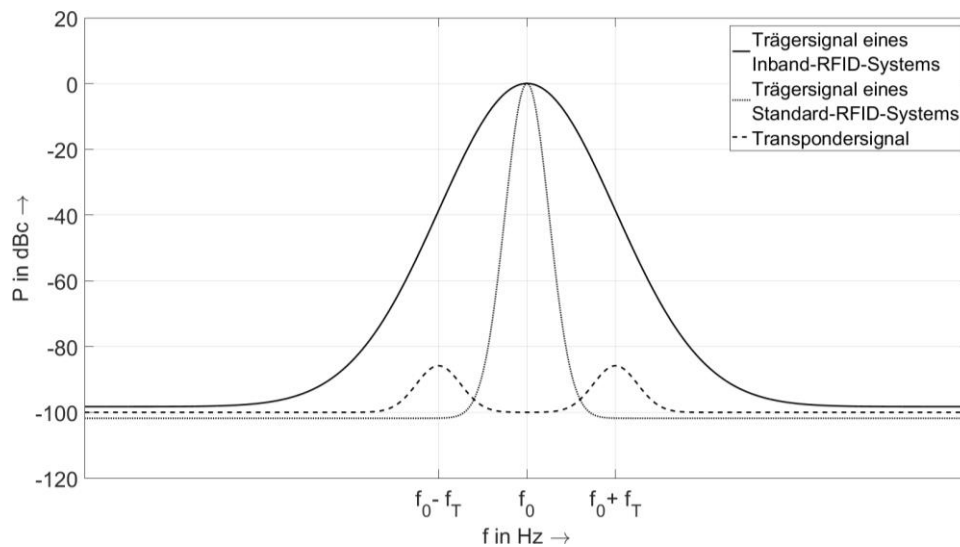


Abbildung 6.1: Frequenzspektrum eines Standard-RFID-Systems und eines Inband-RFID-Systems.

Diese größere Bandbreite in Inband-RFID-Systemen resultiert aus einer zusätzlichen Phasenmodulation des Trägersignals. Als Datenquelle für die zusätzliche Phasenmodulation des Trägersignals wird ein „Pseudo-Random-Bit-Generator“ (PRBG) verwendet, der fortlaufend eine sich wiederholende Bitfolge erzeugt. Die entsprechend der Bitfolge aus der Phasenmodulation resultierende Phasenlage des Trägersignals wird zur Trägerunterdrückung in der Basisstation verwendet. Dabei wird das Trägersignal mit dem empfangenen Signal anhand der Phasenlage synchronisiert. Nach der Synchronisation werden das Trägersignal und das empfangene Signal überlagert, sodass das Trägersignal unterdrückt wird und das Transpondersignal gefiltert und demoduliert werden kann. Ohne Trägerunterdrückung ist die Filterung und Demodulation des Transpondersignals nicht möglich. Folglich lässt sich die Bitfolge, entsprechend derer der Träger phasenmoduliert wird, als eine Art Schlüssel auffassen. Je länger die Bitfolge des PRBGs ist, desto höher ist der Schutz durch das Trägersignal vor einem unbefugten Zugriff Dritter auf das Transpondersignal. Wie die in Abschnitt 5.4 beschriebenen Untersuchungsergebnisse gezeigt haben, kann die Länge der Bitfolge für BPSK-, QPSK- und DQPSK-modulierte Trägersignale bis zu etwa 500 bit betragen. Die obere Schranke der Länge der Bitfolge wird in Unterabschnitt 6.1.2 im Zusammenhang mit der für die Inband-

Kommunikation essentiellen Trägerunterdrückung näher beschriebenen. Im Folgenden wird in Unterabschnitt 6.1.1 zunächst der Zusammenhang zwischen Inband-RFID-Kommunikation und Energieübertragung zum Transponder betrachtet.

6.1.1 Energieübertragung

In Bezug auf die Energieübertragung haben die durchgeführten Untersuchungen gezeigt, dass die am Transponder verfügbare Energie durch die zusätzliche Phasenmodulation des Trägersignals erhöht wird. Die Erhöhung der am Transponder verfügbaren Energie bzw. der Ausgangsspannung des Transpondergleichrichters erfolgt durch eine Leistungsoptimierung der Wellenform des Trägersignals (siehe Unterabschnitt 2.1.1). Die am Transponder verfügbare Energie kann so gegenüber einem nicht modulierten Trägersignal durch die zusätzliche Phasenmodulation um bis etwa 2,25 dB gesteigert werden. Im Vergleich dazu wird durch ein amplitudenmoduliertes Trägersignal, wie es in RFID-Systemen entsprechend des Global EPC Gen 2 Standards verwendet wird, die am Transponder verfügbare Energie etwa um 2,75 dB gesteigert. Dabei steigt die am Transponder verfügbare Energie mit abnehmendem Modulationsindex m_{BS} .

Neben der Steigerung der am Transponder verfügbaren Energie, kann in einem Inband-RFID-System zusätzlich der Energieverbrauch des Transponders gegenüber Global EPC Gen 2 Standard-RFID-Systemen reduziert werden. In einem Global EPC Gen 2 Standard-RFID-System werden die Miller-kodierten Daten vom Transponder mittels eines Hilfsträger M (siehe Abschnitt 2.1.3) zur Basisstation übertragen. Ohne Hilfsträger M wäre in einem solchen Standard-RFID-System keine Datenübertragung vom Transponder zur Basisstation möglich. In einem Inband-RFID-System wird der Hilfsträger M hingegen nicht benötigt, sodass die vom Transponder zu übertragende Datenmenge entsprechend M um einen Faktor zwischen zwei und acht geringer ist. Aufgrund der geringeren zu übertragenden Datenmenge sinkt der Energieverbrauch des Transponders.

6.1.2 Trägerunterdrückung

Die Untersuchungen haben gezeigt, dass die digitale Trägerunterdrückung für verschieden Phasen-modulierte Trägersignale überzeugende Ergebnisse liefert. Bei BPSK, QPSK und DQPSK konnte mittels der zusätzlichen Phasenmodulation des Trägersignals eine Trägerunterdrückung von bis zu 75 dB erzielt werden. In Kombination mit einer zusätzlichen, durch eine entsprechende Antennenanordnung bedingten Trägerunterdrückung, die im Untersuchungssystem etwa 31 dB beträgt, konnte insgesamt eine Trägerunterdrückung von etwa 106 dB erzielt werden. Dies stellt eine Steigerung der Trägerunterdrückung von etwa 30 dB gegenüber dem Stand der Technik dar (siehe Abschnitt 2.1.4).

Für höhere Phasenmodulationsarten, wie 8PSK oder 16PSK, kann das Transpondersignal mit dem verwendeten Untersuchungssystem nicht gefiltert und demoduliert werden. Die Untersuchungen haben ergeben, dass mit 8PSK und 16PSK als zusätzliche Modulation des Trägersignals eine geringere Trägerunterdrückung erzielt wird als bei den drei niedrigeren PSK-Modulationsverfahren. Die Ursache, dass die Trägerunterdrückung einer 8PSK- oder 16PSK-Modulation geringer ist und das Transpondersignal nicht gefiltert und demoduliert werden kann, ist die Datenstrom-Synchronisation. Mit einem höheren Modulationsgrad steigt die Anzahl der Harmonischen im durch das Inband-RFID-System belegten Frequenzband. Die im Frequenzbereich erfolgende Datenstrom-Synchronisation wird dabei mit einer steigenden Anzahl von Harmonischen erschwert. Wie die Untersuchungen gezeigt haben wird hier ebenfalls durch die Länge der Bitfolge, in deren Abhängigkeit die zusätzliche Phasen-Modulation des Trägersignals erfolgt, begrenzt.

Die parallel zur digitalen Trägerunterdrückung ermittelten Bitfehlerraten liegen für die BPSK-, QPSK- und DQPSK-Signale deutlich unterhalb von 10^{-7} . Die Bitfehlerrate der 8PSK- und 16PSK-Signale lag zum Teil mit 10^{-6} etwas höher. Zum Vergleich, eine nahezu unbeeinträchtigte Sprachkommunikation ist ab einer Bitfehlerrate von 10^{-6} möglich [Höh12].

6.2 Ausblick

Das Thema Inband-RFID-Kommunikation bietet weitere interessante Fragestellungen, die in anschließenden Arbeiten verfolgt werden können. Beispielsweise kann der Einfluss analoger aktiver und analoger passiver Trägerunterdrückungsansätze auf die Inband-RFID-Kommunikation untersucht werden.

Ein weiterer interessanter Aspekt, wäre die Datenintegrität des Transpondersignals. Wie Messungen im Verlauf der vorliegenden Arbeit gezeigt haben, kann auf Basis des Übertragungsratenverhältnisses zwischen dem PSK-modulierten Anteil des Trägersignals einerseits und dem Transpondersignal andererseits die Datenintegrität des Transpondersignals bestimmt werden. Diese Erweiterung des untersuchten Ansatzes bietet die Möglichkeit den Energiebedarf des Transponders zu senken. Verglichen mit etablierten Standard-Verfahren zur Bestimmung der Datenintegrität in RFID-Systemen (siehe Anhang B), kann ein Großteil des dort vom Transponder zu übertragenen Overheads, sowie die Prüfsummenberechnung im Transponder, entfallen. Demzufolge ließe sich auf Basis dieses noch detaillierter zu untersuchenden Ansatzes der Energieverbrauch des Transponders weiter reduzieren. Eine genauere Beschreibung des Ansatzes zur Datenintegritätsanalyse erfolgt in [PA2].

Anhang

A Effizienz von Gleichrichtern bei 5,8 GHz

Tabelle A.1: Effizienz von Gleichrichterdiolen bei 5,8 GHz nach [VD14]

Effizienz in %	Gleichrichter- eingangsleistung in dBm	Frequenz in GHz	Gleichrichterdiode
18*	0	5,8	M/A-COM 4E1317 GaAs Schottky
23	−10	5,8	Unspecified Schottky
43*	0	5,8	Avago HSMS-8202 Si Schottky
50*	10	5,8	M/A-COM 4E1317 GaAs Schottky
51,5	10	5,8	Avago HSMS-2860 Si Schottky
54	0	5,8	Unspecified Schottky
59,3	18	5,8	M/A-COM 4E2054 GaAs Schottky
65,3	19	5,8	M/A-COM 4E2054 GaAs Schottky

Effizienz in %	Gleichrichter- eingangsleistung in dBm	Frequenz in GHz	Gleichrichterdiode
18*	0	5,8	M/A-COM 4E1317 GaAs Schottky
23	-10	5,8	Unspecified Schottky
43*	0	5,8	Avago HSMS-8202 Si Schottky
50*	10	5,8	M/A-COM 4E1317 GaAs Schottky
68,5*	18	5,8	Avago HSMS-8202 Si Schottky
71,4*	24,2	5,8	HP 5082-2835 GaAs Schottky
76*	20	5,8	M/A-COM 4E1317 GaAs Schottky
80*	38	5870	Si Schottky
82*	17	5,8	M/A-COM 40150 – 119 Si Schottky
82,7*	16,9	5,8	M/A-COM 4E1317 GaAs Schottky

B Datenintegrität in RFID-Systemen

Um Übertragungsfehler erkennen oder korrigieren zu können, werden in RFID Systemen nach aktuellem Stand der Technik verschiedene Verfahren zur Analyse der Datenintegrität eingesetzt. Bei allen Verfahren wird dem Datenstrom dabei gezielt Redundanz hinzugefügt [Fin15]. Ohne diese Redundanz können nach [Fin15] eventuell bei der Übertragung aufgetretene Fehler nicht erkannt und korrigiert werden. Demzufolge muss der Transponder in einem RFID System mehr Bits bzw. Daten übertragen. Aufgrund der größeren Datenmenge benötigt der Transponder auch mehr Energie. Des Weiteren erhöhen die Kanalcodierungsalgorithmen, die zur Berechnung der Redundanz benötigt werden, ebenfalls den Energiebedarf des Transponders. Aus diesem Grund werden in RFID System aktuell ausschließlich systematische Codeverfahren wie die Paritätsprüfung, zyklische Codes wie der CRC („Cyclic Redundancy Check“) oder lineare Codes wie der Hammingcode eingesetzt [Fin15].

Literaturverzeichnis

- [AE15] Ahmed, E., Eltawil, A. M., „*All-Digital Self-Interference Cancellation Technique for Full-Duplex Systems*“, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 14, No. 7, pp. 3519-3532, 2015.
- [AMVD12] Akbar, M. B., Morys, M. M., Valenta, C. R., Durgin, G. D., „*Range Improvement of Backscatter Radio Systems at 5,8 GHz using Tags with Antennas*“, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), pp. 1-2, 2012.
- [ARLV13] Antonio-Rodríguez, E., López-Valcarce, R., Riihonen, T., Werner, S., Wichman, R., „*Adaptive Self-interference Cancellation in Wideband Full-Duplex Decode-and-Forward MIMO Relays*“, IEEE 14th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), pp. 370-374, 2013.
- [BAG12] Briand, A., Albert, B. B., Gurjao, E. C., „*Complete Software Defined RFID System Using GNURadio*“, IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), pp. 287-291, 2012.
- [Be07] Best, R. E., „*Phase-Locked Loops - Design, Simulation and Applications*“, 6. Auflage, McGraw-Hill Companies, Inc., 2007.
- [Be93] Best, R., „*Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops*“, 5. Auflage, AT-Verlag, 1993.

- [BK12] Bielski, A., Kopyt, P., „*A 5,8 GHz RFID Wireless Data Transmission System Employing the QAM Modulation Scheme*“, IEEE 19th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), pp. 551-554, 2012.
- [BMK13] Bharadia, D., McMilin, E., Katti, S., „*Full Duplex Radios*“, ACM SIGCOMM, pp. 375-386, 2013.
- [BMKG11] vom Bögel, G., Meyer, F., Kemmerling, M., Grabmaier, A., „*Radio frequency powering of microelectronic sensor modules*“, VDE 7th European Workshop on Smart Objects: Systems, Technologies and Applications (RFID SysTech), pp. 1-7, 2011.
- [BR66] Becker, F. K., Rudin, H. R., „*Application of automatic, transversal filters to the problem of echo suppression*“, BSTJ. 45, no. 10, pp. 1847-1950, 1966.
- [BSA15] Balatsoukas-Stimming, A., CM Austin, A., Belanovic, P., Burg, A., „*Baseband and RF hardware impairments in full-duplex wireless systems: experimental characterisation and suppression*“, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Springer International Publishing, 2015.
- [BV07] Bard, J., Kovarik Jr., V. J., „*Software Defined Radio - The Software Communications Architecture*“, John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [CBM98] Chen, S., Beach, M. A., McGeehan, J. P., „*Division-free duplex for wireless applications*“, IET Electronics Letters, Vol. 34, No. 2, pp. 147-148, 1998.
- [CG14] Collado, A., Georgiadis, A., „*Optimal Waveforms for Efficient Wireless Power Transmission*“, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 24, No. 5, pp. 354-356, 2014.

- [CGCR14] Carvalho, N. B., Georgiadis, A., Costanzo, A., Rogier, H., Collado, A., Garcia, J. A., Lucyszyn, S., Mezzanotte, P., Kracek, J., Masotti, D., Boaventura, A. J. S., de las Nieves Ruiz Lavin, M., Pinuela, M., Yates, D. C., Mitcheson, P. D., Mazanek, M., Pankrac, V., „*Wireless Power Transmission: R&D Activities Within Europe*“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 62, No. 4, pp. 1031-1045, 2014.
- [DHG13] Denicke, E., Härke, D., Geck, B., „*Investigating Multi-Antenna RFID Systems by Means of Time-Varying Scattering Parameters*“, IEEE European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), pp. 3314-3318, 2013.
- [DHL15] Deng, F., He, Y., Li, B., Zuo, L., Wu, X., Fu, Z., „*A CMOS pressure Sensor tag chip for passive wireless applications*“, Sensors 2015, 15(3), pp. 6872-6884, 2015.
- [DMA03] Dillinger, M., Madani, K., Alonistioti, N., „*Software Defined Radio - Architectures Systems Functions*“, John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [Dob08] Dobkin, D., „*The RF in RFID*“, Newnes, Elsevier Inc., 2008.
- [DSA14] Duarte, M., Sabharwal, A., Aggarwal, V., Jana, R., Ramakrishnan, K. K., Rice, C. W., Shankaranarayanan, N. K., „*Design and Characterization of a Full-Duplex Multiantenna System for WiFi Networks*“, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 63, no. 3, pp. 1160-1177, 2014.
- [DSA10] Duarte, M., Sabharwal, A., Aggarwal, V., Jana, R., Ramakrishnan, K. K., Rice, C. W., Shankaranarayanan, N. K., „*Full-Duplex Wireless Communications Using Off-The-Shelf Radios: Feasibility and First Results*“, IEEE Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), pp. 1558-1562, 2010.
- [DVAM13] Durgin, G. D., Valenta, C. R., Akbar, M. B., Morys, M. M., Marshall, B. R., Lu, Y., „*Modulation and Sensitivity Limits for Backscatter Receivers*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 124-130, 2013.

- [EGG2] EPCglobal Inc., „*EPCglobal UHF Air Interface Class 1 Generation 2*“, Global Standards One, 2004..
- [ESS14] Everett, E., Sahai, A., Sabharwal, A., „*Passive Self-Interference Suppression for Full-Duplex Infrastructure Nodes*“, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 13, no. 2, pp. 680-694, 2014.
- [Fe10] Feldengut, T., „*Energieübertragung für passive Sensor-Transponder mit hoher Reichweite*“, Dissertation, Universität Duisburg Essen, Fraunhofer IMS, 2010.
- [Fi97] Finger, A., „*Pseudorandom-Signalverarbeitung*“, B. G. Teubner Verlag, 1997.
- [Fin12] Finkenzeller, K., „*RFID Handbuch - Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern, kontaktlosen Chipkarten und NFC*“, 6. Auflage, Hanser Verlag, 2012.
- [Fin15] Finkenzeller, K., „*RFID Handbuch - Grundlagen und praktische Anwendungen von Transpondern, kontaktlosen Chipkarten und NFC*“, 7. Auflage, Hanser Verlag, 2015.
- [FRP15] Fiore, V., Ragonese, E., Palmisano, G., „*Low-Power ASK Detector for Low Modulation Indexes and Rail-to-Rail Input Range*“, IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, No. 99, pp. 1-5, 2015.
- [Ga05] Gardner, F. M., „*Phaselock Techniques*“, 3. Auflage, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [Ga86] Gardner, F. M., „*A BPSK/QPSK Timing-Error Detector for Sampled Receivers*“, IEEE Transactions on Communications, Vol. 34, No. 5, pp. 423-429, 1986.
- [GD09] Griffin, J. D., Durgin, G. D., „*Complete Link Budgets for Backscatter-Radio and RFID Systems*“, IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 51, No. 2, pp. 11-25, 2009.

- [GFP22] GLOBALFOUNDRIES Inc., „22FDX Platform“, <http://www.globalfoundries.com/technology-solutions/leading-edge-technology/22fdx>, (05.09.2016).
- [GJXT15] Ghoraishi, M., Jiang, W., Xiao, P., Tafazolli, R., „Subband Approach for Wideband Self-Interference Cancellation in Full-Duplex Transceiver“, IEEE International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), pp. 1139-1143, 2015.
- [GKS11] Gnad, A., Krätzig, M., Schade, J., Schönrock, R., Trikaliotis, S., Rauchhaupt, L., „DFAM-Studie: Software Defined Radio und Cognitive Radio in der industriellen Automation“, Deutsche Forschungsgesellschaft für Automation und Mikroelektronik e.V. (DFAM), 2011.
- [HBC14] Hong, S., Brand, J., Choi, J. I., Jain, M., Mehlman, M., Katti, S., Levis, P., „Applications of Self-Interference Cancellation in 5G and Beyond“, IEEE Communications Magazine, vol. 52, pp. 114-121, 2014.
- [He09] Heuermann, H., „Hochfrequenztechnik“, Vieweg+Teubner Verlag, 2., durchgesehene und erweiterte Auflage, 2009.
- [He15] Heinle, S., „Heimautomation mit KNX, DALI, 1-Wire und Co.: Das umfassende Handbuch“, 1. Auflage, Rheinwerk Computing Verlag, 2015.
- [HK04] Heikkinen, J., Kivikoski, M., „Low-Profile Circularly Polarized Rectifying Antenna for Wireless Power Transmission at 5.8 GHz“, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 14, No. 4, p. 162-164, 2004.
- [HKH15] Heino, M., Korpi, D., Huusari, T., Antonio-Rodríguez, E., Venkatasubramanian, S., Riihonen, T., Anttila, L., Icheln, C., Haneda, K., Wichman, R., Valkama, M., „Recent Advances in Antenna Design and Interference Cancellation Algorithms for In-Band Full Duplex Relays“, IEEE Communications Magazine, Vol. 53, No. 5, pp. 91-101, 2015.
- [Hü12] Hüpper, S., „Aus DVB-T-/DAB-Stick wird ein Breitband-SDR-Rx“, CQ-DL-Baunatal, No. 11, pp. 780-781, 2012.

- [I145] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), „*IEEE Standard 145-1973 Definitions of Terms for Antennas*“, 1973.
- [I180006] International Standard ISO 18000-6, „*Information technology - Radio frequency identification for item management - Part 6: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz*“, First Edition, International Organization for Standardization, 2004.
- [I19001] IEEE Standards Association 1900.1 Working Group, „*Definitions and Concepts for Dynamic Spectrum Access: Terminology Relating to Emerging Wireless Networks, System Functionality, and Spectrum Management*“, IEEE Standard, 2008.
- [IZH12] li, N., Zhu, W., Han, H., „*Digital Interference Cancellation in Single Channel, Full Duplex Wireless Communication*“, IEEE 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), pp. 1-4, 2012.
- [JGGD09] Griffin, J. D., Durgin, G. D., „*Multipath Fading Measurements for Multi-Antenna Backscatter RFID at 5,8 GHz*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 322-329, 2009.
- [JM92] Mitola, J., „*Software Radios Survey, Critical Evaluation and Future Directions*“, IEEE National Telesystems Conference (NTC), pp. 13/15-13/23, 1992.
- [Ka11] Kammeyer, K. D., „*Nachrichtenübertragung*“, Vieweg+Teubner Verlag, 5., durchgesehene und erweiterte Auflage, 2011.
- [KB11] Kopyt, P., Bielski, A., „*A Simple 5,8 GHz RFID Wireless Data Transmission System: a Comparison of Two Realizations*“, IEEE 41st European Microwave Conference (EuMC), pp. 697-700, 2011.
- [KCH15] Korpi, D., Choi, Y. S., Huusari, T., Anttila, L., Talwar, S., Valkama, M., „*Adaptive Nonlinear Digital Self-interference Cancellation for Mobile Inband Full-Duplex Radio: Algorithms and RF Measurements*“, IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), 2015.

-
- [KF03] Karthaus, U., Fischer, M., „*Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC With 16.7- W Minimum RF Input Power*“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38, No. 10, pp. 1602-1608, 2003.
- [KK01] Kammeyer, K. D., Kühn, V., „*MATLAB in der Nachrichtentechnik*“, J. Schlembach Fachverlag, 2001.
- [KK06] Kammeyer, K. D., Kroschel, K., „*Digitale Signalverarbeitung - Filterung und Spektralanalyse mit MATLAB-Übungen*“, 6. Auflage, B. G. Teubner Verlag, 2006.
- [Ko10] Kopyt, P., „*A 5,8 GHz RFID-based Data Transmission System as an Energy Efficient Solution for on-board Monitoring*“, IEEE 18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON), pp. 1-4, 2010.
- [KW73] Koll, V. G., Weinstein, S. B., „*Simultaneous two-way data transmission over a two-wire circuit*“, IEEE Transactions on Communications, Vol. 21, No. 2, pp. 143-147, 1973.
- [Li14] Ling, F., „*Achievable Performance and Limiting Factors of Echo Cancellation in Wireless Communications*“, IEEE Information Theory and Applications Workshop (ITA), pp. 1-8, 2014.
- [LLS09] Lasser, G., Langwieser, R., Scholtz, A. L., „*Broadband Suppression Properties of Active Leaking Carrier Cancellers*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 208-212, 2009.
- [LMW04] Lin, K., Messerian, R. H., Wang, Y., „*A Digital Leakage Cancellation Scheme for Monostatic FMCW Radar*“, IEEE International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 747-750, 2004.
- [Ly10] Lyons, R. G., „*Understanding Digital Signal Processing*“, Third Edition, Prentice Hall, 2010.
- [MD97] Mengali, U., D'Andrea, A. N., „*Synchronisation Techniques for Digital Receivers*“, Plenum Press, 1997.

- [Me13] Meyer, S., „*Real-time bit error rate analysis of blind equalization algorithms*“, IEEE Signal Processing: Algorithms, Architectures, Arrangements, and Applications (SPA), pp. 268-273, 2013.
- [Me14] Meyer, S., „*Verbundoptimierung und Realisierung echtzeitfähiger blinder Kanalverzerrungs- und Synchronisationsmodule*“, Shaker Verlag, 2014.
- [Mi76] Miller, K. H., „*A new digital echo canceller for two-wire full-duplex data transmission*“, IEEE Transactions on Communications, Vol. 24, No. 9, pp. 956-967, 1976.
- [MM76] Mueller, K. H., Müller, M., „*Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers*“, IEEE Transactions on Communications, Vol. 24, No. 5, pp. 516-531, 1976.
- [Mo11] Mobil Experts LLC, „*SDR Market Size Study*“, Wireless Innovation Forum, 2011.
- [MVD13] Marshall, B. R., Valenta, C. R., Durgin, G. D., „*DC Power Pattern Analysis of N-by-N Staggered Pattern Charge Collector and N^2 Rectenna Array*“, IEEE Wireless Power Transfer (WPT), pp. 115-118, 2013.
- [NiRa08] Nikitin, P. V., Rao, K. V. S., „*Antennas and Propagation in UHF RFID Systems*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 277-288, 2008.
- [NR08] Nikitin, P. N., Rao, K. V. S., „*Antennas and Propagation in UHF RFID Systems*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 277-288, 2008.
- [NRM07] Nikitin, P. V., Rao, K. V. S., Martinez, R. D., „*Differential RCS of RFID Tag*“, IEEE Electronics Letters, Vol. 43, No. 8, pp. 431-432, 2007.

- [NTKH11] Nishida, K., Taniguchi, Y., Kawakami, K., Homma, Y., Mizutani, H., Miyazaki, M., Ikematsu, H., Shinohara, N., „*5.8 GHz High Sensitivity Rectenna Array*“, IEEE International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), pp. 19-22, 2011.
- [OL10] Ohm, J. R., Lücke, H. D., „*Signalübertragung - Grundlagen der digitalen und analogen Nachrichtenübertragungssysteme*“, Springer-Verlag, 11. Auflage, 2010.
- [OM63] O'Hara, F., Moore, G., „*A high performance CW receiver using feedthru nulling*“, Microwave Journal, p. 63, 1963.
- [PCC15] Powercast Corporation, „*Powercast PCC110 und PCC210 Datasheet*“, <http://www.powercastco.com/PDF/PCC110-PCC210-Overview.pdf>, (13.01.2015).
- [Po05] Pozar, D. M., „*Microwave Engineering - Third Edition*“, John Wiley & Sons, Inc., 3. Edition, 2005.
- [Pr01] Proakis, J. G., „*Digital Communications*“, McGraw-Hill Companies, Inc., 4. Edition, 2001.
- [RUB15] Ruhr Universität Bochum - Digitale Kommunikationssysteme, „*Vollduplex Kommunikation*“, <https://www.dks.ruhr-uni-bochum.de/de/forschung/full-duplex-communication/>, (19.01.2016).
- [RVRW13] Antonio-Rodríguez, E., López-Valcarce, R., Riihonen, T., Werner, S., Wichman, R., „*Autocorrelation-based adaptation rule for feedback equalization in wideband full-duplex amplify-and-forward MIMO relays*“, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), pp. 4968-4972, 2013.

- [RW12] Riihonen, T., Wichman, R., „*Analog and Digital Self-interference Cancellation in Full-Duplex MIMO-OFDM Transceivers with Limited Resolution in A/D Conversion*“, IEEE Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), pp. 45-49, 2012.
- [RWW11] Riihonen, T., Werner, S., Wichman, R., „*Mitigation of Loopback Self-Interference in Full-Duplex MIMO Relays*“, IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 59, No. 12, pp. 5983-5993, 2011.
- [Sa11] Saxler, M., „*Konzeptionierung der Regelparameter und Realisierung eines Systems zur automatischen Trägerunterdrückung in RF Transceivermodulen und RFID Lesegeräten*“, Masterarbeit, Universität Duisburg Essen, Fraunhofer IMS, 2011.
- [Sa88] Sari, H., Moridi, S., „*New Phase and Frequency Detectors for Carrier Recovery in PSK and QAM Systems*“, IEEE Transactions on Communications, Vol. 36, No. 9, pp. 1035-1043, 1988.
- [SAJ14] Sánchez, A. J., „*RFID – MIMO Prototype based on GnuRadio*“, Bachelorarbeit, Universität Duisburg-Essen, 2014.
- [SARH14] H. Salah, H. A. Ahmed, J. Robert, A. Heuberger, „*A Study of Software Defined Radio Receivers for Passive RFID Systems*“, IEEE European Conference on Smart Objects, Systems and Technologies (Smart SysTech), pp. 1-5, 2014.
- [SBFG13] Smietanka, G., Brato, S., Freudenberg, M., Götze, J., „*Implementation and extension of a GNU-Radio RFID reader*“, Advances in Radio Science, Vol. 11, pp. 107-111, 2013.
- [Sk88] Sklar, B., „*Digital Communications: Fundamentals and Applications*“, 1. Auflage, Prentice-Hall, 1988.

- [SLA14] Syrjala, V., Valkama, M., Anttila, L., Riihonen, T., Korpi, D., „*Analysis of Oscillator Phase-Noise Effects on Self-Interference Cancellation in Full-Duplex OFDM Radio Transceivers*“, IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 13, No. 6, pp. 2977-2990, 2014.
- [Sm97] Smith, S. W., „*The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing*“, California Technical Publishing, 1997.
- [SP66] Sondhi, M. M., Presti, A. J., „*A self-adaptive echo canceller*“, BSTJ. 45, no. 10, pp. 1851-1954, 1966.
- [SPD13] Sahai, A., Patel, G., Dick, C., Sabharwal, A., „*On the Impact of Phase Noise on Active Cancellation in Wireless Full-Duplex*“, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 62, no. 9, pp. 4494-4510, 2013.
- [SSG14] Sabharwal, A., Schnitter, P., Guo, D., Bliss, D. W., Rangarajan, S., Wichmann, R., „*In-Band Full-Duplex Wireless: Challenges and Opportunities*“, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 32, No. 9, pp. 1637-1652, 2014.
- [St02] Stephens, D. R., „*Phase-Locked Loops for Wireless Communication - Digital, Analog and optical Implementations*“, 2. Auflage, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [ST11] Senaratne, D., Tellambura, C., „*Beamforming for Space Division Duplexing*“, IEEE International Conference on Communications (ICC), pp. 1-5, 2011.
- [St92] Stove, A. G., „*Linear FMCW radar techniques*“, IEEE Proceedings F(Radar and Signal Processing), vol. 139, no. 5, pp. 343-350, 1992.
- [Te5G] Deutsche Telekom AG, „*Deutsche Telekom and Kumu Networks show 5G full duplex*“, <https://www.telekom.com/medien/konzern/288610>, (10.02.2016).
- [TJR09] Roupheal, T. J., „*RF and Digital Signal Processing für Software Defined Radio - A Multi Standard Multi Mode Approach*“, Newnes, Elsevier Inc., 2009.

- [TR10] Thomas, S., Reynolds, M. S., „*QAM Backscatter for Passive UHF RFID Tags*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 210-214, 2010.
- [TVKM12] Trotter, M. S., Valenta, C. R., Koo, G. A., Marshall, B. R., Durgin, G. D., „*Multi Antenna Techniques for enabling passive RFID Tags and Sensors at Microwave frequencies*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 1-7, 2012.
- [TWTR12] Thomas, S. J., Wheeler, E., Teizer, J., Reynolds, M. S., „*Quadrature Amplitude Modulated Backscatter in Passive and Semipassive UHF RFID Systems*“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, No. 4, pp. 1175-1182, .
- [ULR85] Rohde, U. L., „*Digital HF Radio: A Sampling of Techniques*“, Third International Conference on HF Communication Systems and Techniques, 1985.
- [VB07] Vom Bögel, G., „*RFID inside – Technische Grundlagen*“, Management Circle, 2007.
- [VD13] Valenta, C. R., Durgin, G. D., „*Link Budgets for Backscatter Radio and RFID Systems Using Power-optimized Waveforms*“, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), pp. 2317-2318, 2013.
- [VD132] Valenta, C. R., Durgin, G. D., „*Rectenna Performance Under Power-optimized Waveform Excitation*“, IEEE International Conference on RFID (RFID), pp. 237-244, 2013.
- [VD14] Valenta, C. R., Durgin, G. D., „*Harvestin Wireless Power - Survey of Energy-harvester Conversion Efficiency in Far-field, Wireless Power Transfer*“, IEEE Microwave Magazine, Vol. 15, No. 4, pp. 108-120, 2014.
- [ZB99] Zinke, O., Brunswig, H., „*Hochfrequenztechnik 2 - Elektronik und Signalverarbeitung*“, 5. Auflage, Springer-Verlag, 1999.

Veröffentlichungen

- [KSMB16] Kuhn, P., Schmidt, P., Meyer, F., Vom Bögel, G., Grabmaier, A., „*Comparison of Energy Harvesting via Modulation Schemes for Passive Sensor RFID*“, IEEE European Conference on Smart Objects, Systems and Technologies (Smart SysTech), 2016.
- [KSMG16] Kuhn, P., Schmidt, P., Meyer, F., Grabmaier, A., „*Comparison on Powering Passive Sensor RFID via Variation of Modulation Indexes*“, 30th Eurosensors Conference, EUROSENSORS 2016, 2016.
- [MSKB16] Meyer, F., Schmidt, P., Kuhn, P., vom Bögel, G., Saxler, M., „*A Comparison of Several Carrier Suppression Techniques*“, IEEE European Conference on Smart Objects, Systems and Technologies (Smart SysTech), 2016.
- [SMBG16] Schmidt, P., Meyer, S., vom Bögel, G., Grabmaier, A., „*Time and Frequency Synchronization Characteristics in Rapid Prototyping Environments*“, IEEE European Conference on Smart Objects, Systems and Technologies (Smart SysTech), 2016.
- [PA1] Schmidt, P., Meyer, F., vom Bögel, G., „*Konzept zur Performancesteigerung in Backscatter- oder Last-Systemen*“, Deutsche Patentanmeldung 102016216071.0, 2016.

- [PA2] Schmidt, P., Meyer, F., vom Bögel, G., „*Vorrichtung und entsprechendes Verfahren zum Kommunizieren mit einem Transponder sowie System zum Kommunizieren*“, Deutsche Patentanmeldung 102016221660.0, 2016.